TV

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 3

Anno XXXIV - Marzo 1962

LIRE 350

nel settore dell'alta fedeltà
alla 40ª Fiera di Milano
stand n. 33495 - 496

PRODEL

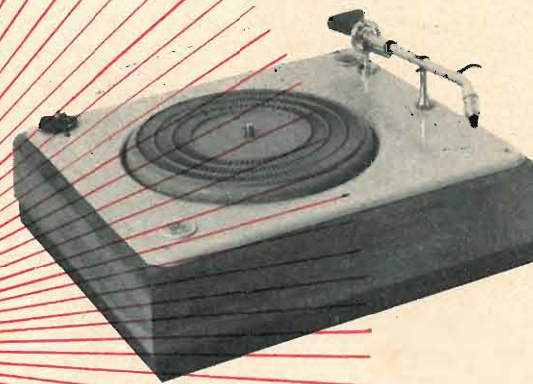
presenta
oltre alla propria produzione

in rappresentanza esclusiva

in distribuzione autorizzata

rappresentante esclusivo per l'Italia: **Prodel** via Monfalcone 12 Milano

GIRADISCHI PROFESSIONALE 608V

List. Lit. 70.000

4 velocità con regolazione graduale e stroboscopio nel piatto - Motore speciale assolutamente esente da vibrazione grazie ad uno speciale trascinamento a cinghia esterna - Completo di braccio professionale ST/M, di testina SP2 a punta di diamante e di basamento in tek massiccio.

Può essere anche fornito completo di preamplificatore a 6 transistors (modello 608VF) per il collegamento con amplificatori a bassa sensibilità (0,5 Volt): supplemento di prezzo Lit. 20.000.

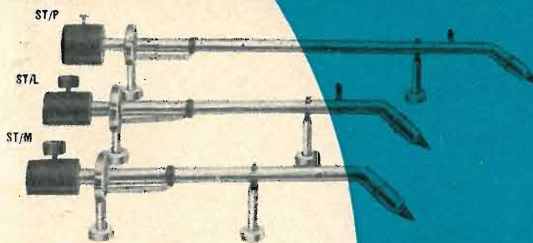
STEREOAMPLIFICATORE BO 608 EXP.

List. Lit. 170.000

2 x 15 watt su 4 e 16 ohm col 2% di distorsione (2 x 10 watt col 0,5% fino a 100.000 cps.) - Preamplificatore a transistors con sensibilità 2 mV. (MICRO), 2 mV (FONO MAGN.), 50 mV (FONO CRIST.) e 100 mV (NASTRO + RADIO) - Ronzio —70 dB - Controlli dei bassi e degli acuti con diagramma visibile della curva di risposta - Comandi antifruscio, antirombo, inversione di fase e compensazione fisiologica - Esecuzione professionale con telaio in acciaio verniciato e circuiti a blocchi intercambiabili. - Mobiletto contenitore in tek o palissandro - Dimensioni cm. 46,5 x 18 xx 21.

BRACCI FONOGRAFICI PROFESSIONALI

4 modelli staticamente e dinamicamente bilanciati, provvisti di regolatore della pressione da 1 a 4 gr. e di doppio snodo cardanico su cuscinetti a sfere - Completi di testina SP2 con punta 17 micro (compatibile)

Braccio ST/M (205-190 mm.)	**List. Lit. 35.000**
Braccio ST/L (223,5-209,5 mm.)	**List. Lit. 39.000**
Braccio ST/P (320-310 mm.)	**List. Lit. 45.000**
Braccio ST/A (223,5-209,5 mm.) con cartuccia vuota per qualsiasi tipo di testina	**List. Lit. 22.000**

Ogni braccio può essere dotato di un sollevatore pneumatico a levetta (Pick-up lift type PL) con un supplemento prezzo di Lit. 5000

Nelle indicazioni precedenti la prima misura indica la distanza fra il supporto girevole e la puntina, la seconda misura indica la distanza fra il supporto girevole e il centro del piatto giradischi.

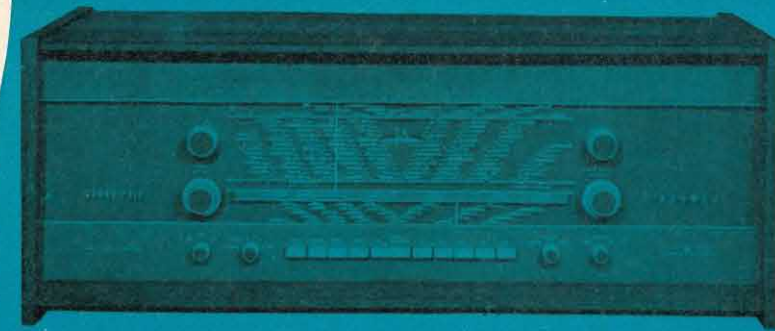
TESTINA SP1

List. Lit. 20.000

Testina professionale stereofonica a ferro mobile con 4 bobine in push-pull - Responso ±2 dB da 30 a 15.000 cps. - Uscita 7 mV su 47.000 ohm - Peso di lettura 5 gr. - Compiacenza 5×10^{-6} - Può essere fornita con punta di diamante da 12-17-25-75 micron.

Testina SP1 (con attacchi normali) e puntina diamante 17 micron (compatibile) . . . . . . List. Lit. 20.000

SINTOAMPLIFICATORE 608 K GRAN PRIX List. Lit. 230.000

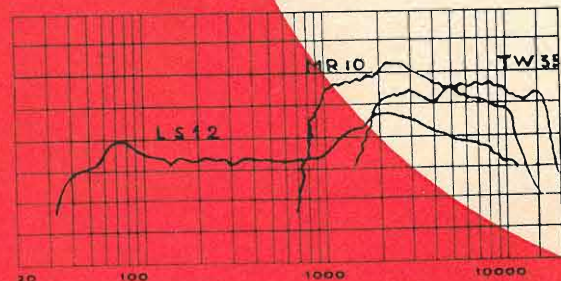
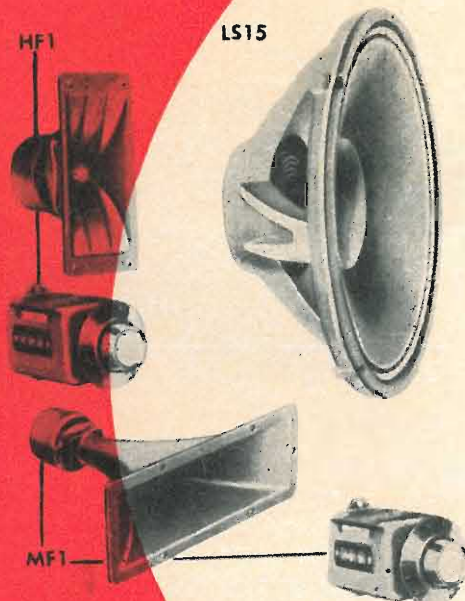
Radioricevitore in OL, OM, OC, FM con amplificatore stereo push-pull 2 x 7 watt su 3-5 ohm, di altissima classe - Sensibilità FONO 0,2 Volt - Completo di eco elettronico e di dispositivo per la regolazione automatica del bilanciamento - Mobile in tek o palissandro 64 x 28 x 24 cm.

rappresentante esclusivo per l'Italia: **Prodel** via Monfalcone 12 Milano

ALTOPARLANTI ELECTROVOIGE A INTEGRAZIONE PROGRESSIVA SERIE « WOLVERINE »

Questi altoparlanti rispondono ad un nuovo criterio in base al quale il proprio radiatore acustico può essere perfezionato in diverse fasi d'acquisto: partendo cioè dall'altoparlante base LS15 o LS12 (per i quali consigliamo rispettivamente la casa armonica PRODEL PR3 e PR2) si può in un secondo tempo adottare la trombetta per le note acute HF1 ed infine la tromba per le note medie MF2, di facilissimo montaggio e ciascuna dotata di un proprio filtro con attenuatore ad impedenza 8 ohm. Il risultato definitivo è un sistema tricanale di alta qualità.

Gli altoparlanti base LS15 (15") o LS12 (12") sono di tipo bifonico con filtro meccanico a 4500 cps. ed hanno risonanza intorno ai 40 cps. Sopportano una potenza di picco di 20 watt con una sensibilità di 43 dB.

La trombetta HF1, in combinazione con un altoparlante base, ne estende il responso fino a 18.000 cps. partendo da 3000 cps. Ha una sensibilità di 50 dB e dimensioni frontali 13 x 5 cm.

La tromba MF1 va aggiunta ad un sistema composto da un altoparlante base e da una trombetta HF1 e copre la gamma da 1000 a 3500 cps. con sensibilità 52 dB. - Dimensioni frontali cm. 27 x 10.

Altoparlante « base » LS15 - 8 ohm	**List. Lit. 40.000**
Altoparlante « base » LS12 - 8 ohm	**List. Lit. 32.000**
Trombetta HF1 - 8 ohm con filtro e attenuatore	**List. Lit. 32.000**
Tromba MF1 - 8 ohm con filtro e attenuatore	**List. Lit. 40.000**

Prodel Via Monfalcone 12 Milano

SINTOAMPLIFICATORE MONAURALE FM B302
List. Lit. 100.000

20-20.000 cps. ± 0,5 dB - 12 watt (9 watt indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 3 mV FONO MICRO, 35 mV XTAL, 150 mV NASTRO e AUSIL. - Comando Bassi e Acuti ± 15 dB - Compensazione fisiologca - Ronzio —95 dB. - Sintonizzatore a Onde Medie, Onde Corte (3,8-12 Mc) e Modulazione di Frequenza - 20 funzioni di valvola - Dimensioni mm. 370 x 120 x 270.

STEREOAMPLIFICATORE W-24 List. Lit. 90.000

20-20.000 cps. ± 1 dB. - 12 + 12 watt (8 + 8 indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 5 mV FONO, 200 mV RADIO-NASTRO - Compensazione fisiologica - Doppio comando di volume, dei bassi (± 7 dB) e degli acuti (± 6 dB) Ronzio —70 dB - 13 funzioni di valvola - Dimensioni millimetri 310 x 120 x 300.

STEREOAMPLIFICATORE W-45A
List. Lit. 140.000

10-30.000 cps. ± 1 dB - 18 + 18 watt (12 + 12 indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 2 mV FONO, 2 mV TESTINA NASTRO, 150 mV RADIO e AUSIL. - Comando Bassi e Acuti (± 15 dB) indipendenti sui due canali - Compensazione fisiologica - Presa Cuffia - Filtro antirombo - Strumento di controllo della potenza emessa e del bilanciamento - Ronzio —90 dB —20 funzioni di valvola - Dimensioni mm. 390 x 135 x 300.

RADIATORI ACUSTICI ELECTROVOIGE « ULTRA COMPACT »

Questi sistemi di altoparlanti vengono forniti completi di cassa armonica originale, onde garantirne le prestazioni. Essi sono tutti a tre canali, con altoparlante dei bassi a sospensione pneumatica, altoparlante dei medi a cono multiplo, e trombetta a compressione per le note acute. I filtri di separazione sono a 200 e 3500 cps. ed hanno ciascuno un regolatore, cosicchè è possibile modificare la curva di risposta in relazione all'ambiente od alle particolari esigenze dell'ascoltatore. Ne risulta una pienezza ed una trasparenza di suono veramente eccezionali. Tutti questi radiatori hanno impedenza 8 ohm e possono essere collocati sia verticalmente che orizzontalmente.

SISTEMA « ROYAL 400 » List. Lit. 350.000

Woofer gigante a 18" (48 cm.) con cono in plastica - Responso 30-18.000 cps. ± 3 dB. Sensibilità 48 dB. - 70 watt - Dimensioni cm. 82 x 60 x 37.

SISTEMA « REGAL 300 » List. Lit. 220.000

Versione « compatta » del modello Royal 400 - Moofer da 12" con cono in plastica - Responso 35-18.000 cps. ± 3 dB - Sensibilità 45 dB - 70 watt - Dimensioni cm. 64 x 35 x 32.

SISTEMA « ESQUIRE »
List. Lit. 150.000

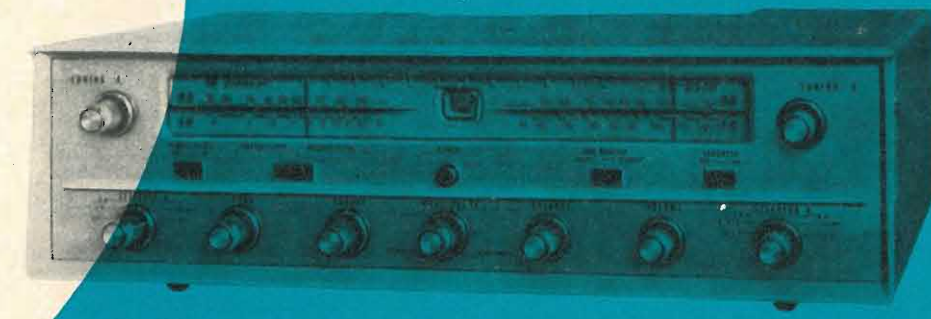
Versione ridotta del modello Regal 300 con woofer da 12" - Responso 40-18.000 cps. - Sensibilità 43 dB - 50 watt - Dimensioni cm. 64 x 35 x 32 - Adatto per ambienti di non grandi dimensioni o per amplificatori di potenza superiore a 25 watt (15 + 15 watt stereo).

SINTOAMPLIFICATORE STEREO W-35 List. Lit. 150.000

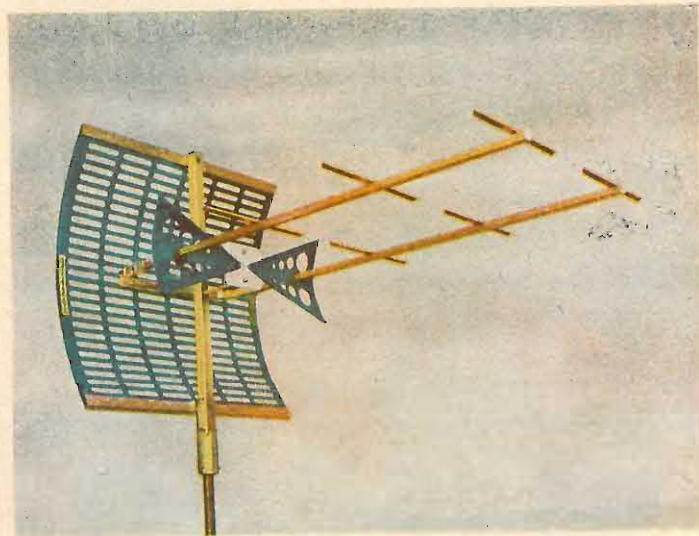
20-20.000 cps. ± 2 dB - 12 + 12 watt (8+8 indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 4 mV FONO, 100 mV XTAL, 200 mV AUSIL. - Comando Bassi e Avuti (± 15 dB) - Compensazione fisiologica - Ronzio —80 dB - Sintonizzatore a due gamme di Onde Medie ed una gamma Mod. di Freq. con doppio strumento di sintonia - 27 funzioni di valvola - Dimensioni mm. 440 x 135 x 300.

SINTOAMPLIFICATORE STEREO SM Q300 List. Lit. 220.000

15-30.000 cps. ± 1 dB - 20 + 20 watt (18 + 18 indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Uscita per canale canale centrale - Sensibilità 4 mV FONO MICRO, 40 mV XTAL, 200 mV NASTRO AUSIL. - Comando Bassi e Acuti ± 15 dB - Filtro antirombo e antifruscio - Compensazione Fisiologica - Interruttore per monitor della registrazione - Presa per bilanciamento esterno - Regolatore graduale della differenziazione stereofonica - Ronzio —90 dB - Sintonizzatore a doppia gamma d'Onde Medie, Onde Corte (3,8-12 Mc) e Mod. di Freq. con controllo automatico di frequenza - 37 funzioni di valvola - Dimensioni mm. 470 x 140 x 335.

PRODOTTI UHF *Elettronica Industriale*

ANTENNA AD ALTISSIMA SENSIBILITA'

per le zone critiche e per impianti centralizzati. Dipolo espanso in onda intera - riflettore parabolico - direttori collineari. Trattamento speciale di tutte le superfici metalliche per resistenza alla ossidazione e alla corrosione salina.

(brevettata)

Mod. AP2 X
Zc = 300 Ω

Mod. AP2 X 75
Zc = 75 Ω
ottenibile con l'applicazione dello sbilanciatore mod. B75 fornito su richiesta

CONVERTITORE

per impianti centralizzati o per singoli a discesa lunga. Può alimentare direttamente fino a 15 prese.

Mod. CSI/1 stabilizzato in frequenza ed in amplificazione. N. 4 valvole professionali di lunga durata.

AMPLIFICATORE STABILIZZATO

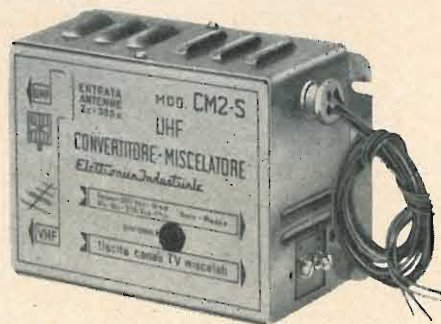
per canali VHF, da abbinare al Convertitore CSI, o per nuovi impianti

Mod. ASTV/1
per canali TV singoli dal A al H

Mod. ASTV/2
a banda larga per canali banda II^a

Mod. ASTV/3
per banda III^a

CONVERTITORE MISCELATORE

Adatto per tutti i tipi di televisori - Da applicare interno al mobile o sullo schienale.
Uscita dal canale D al canale H a richiesta.

Mod. CM2 - S. - 2 valvole + diodo mixer.
Circuito preselettore in antenna a cavità risonante. Alimentazione 220 V ca. per filamento 200 V cc, 18 mA, per anodica.

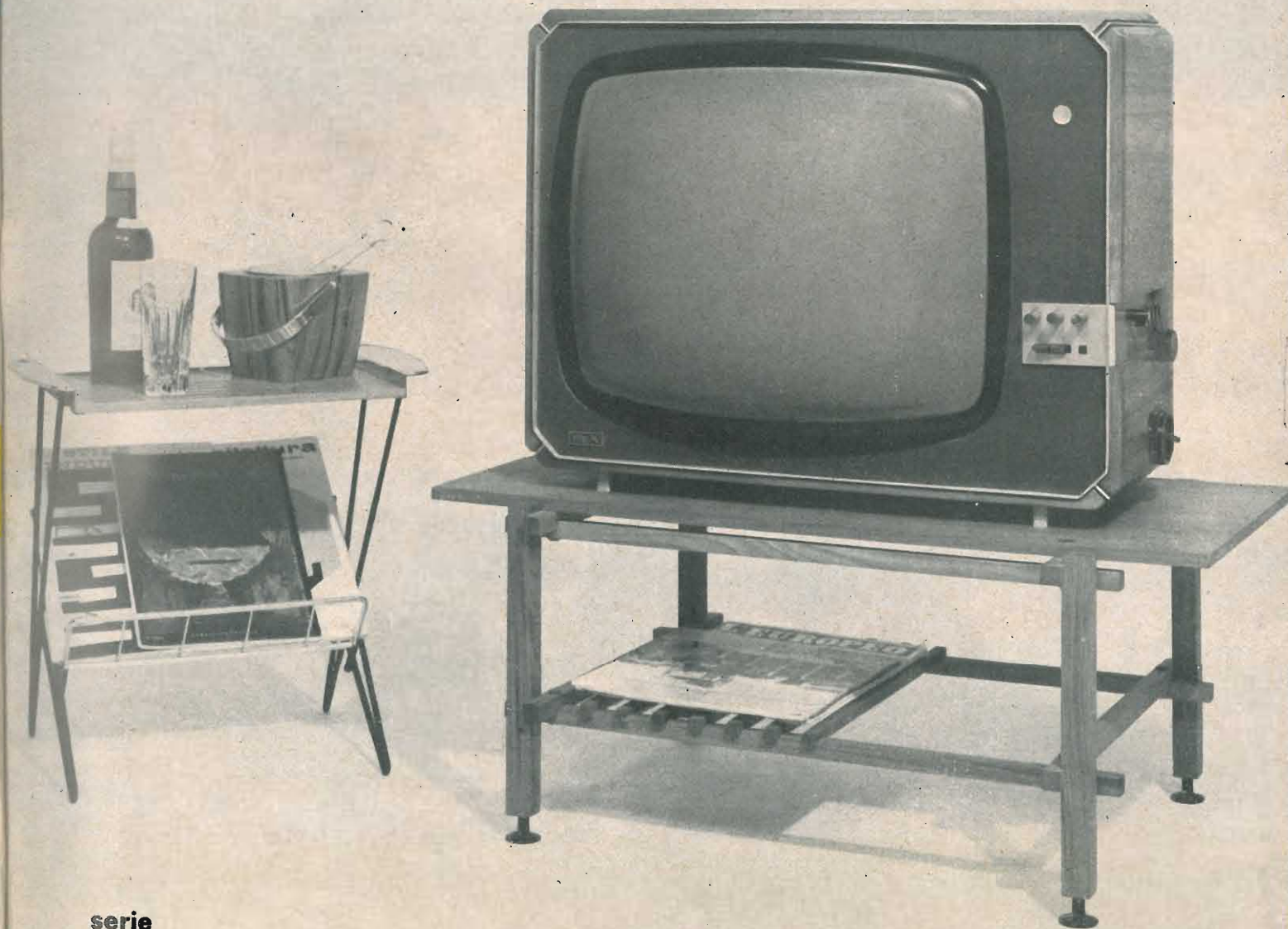
CONVERTITORE MISCELATORE

ad alta sensibilità per zone critiche.
Uscita dal canale B al canale H a richiesta.

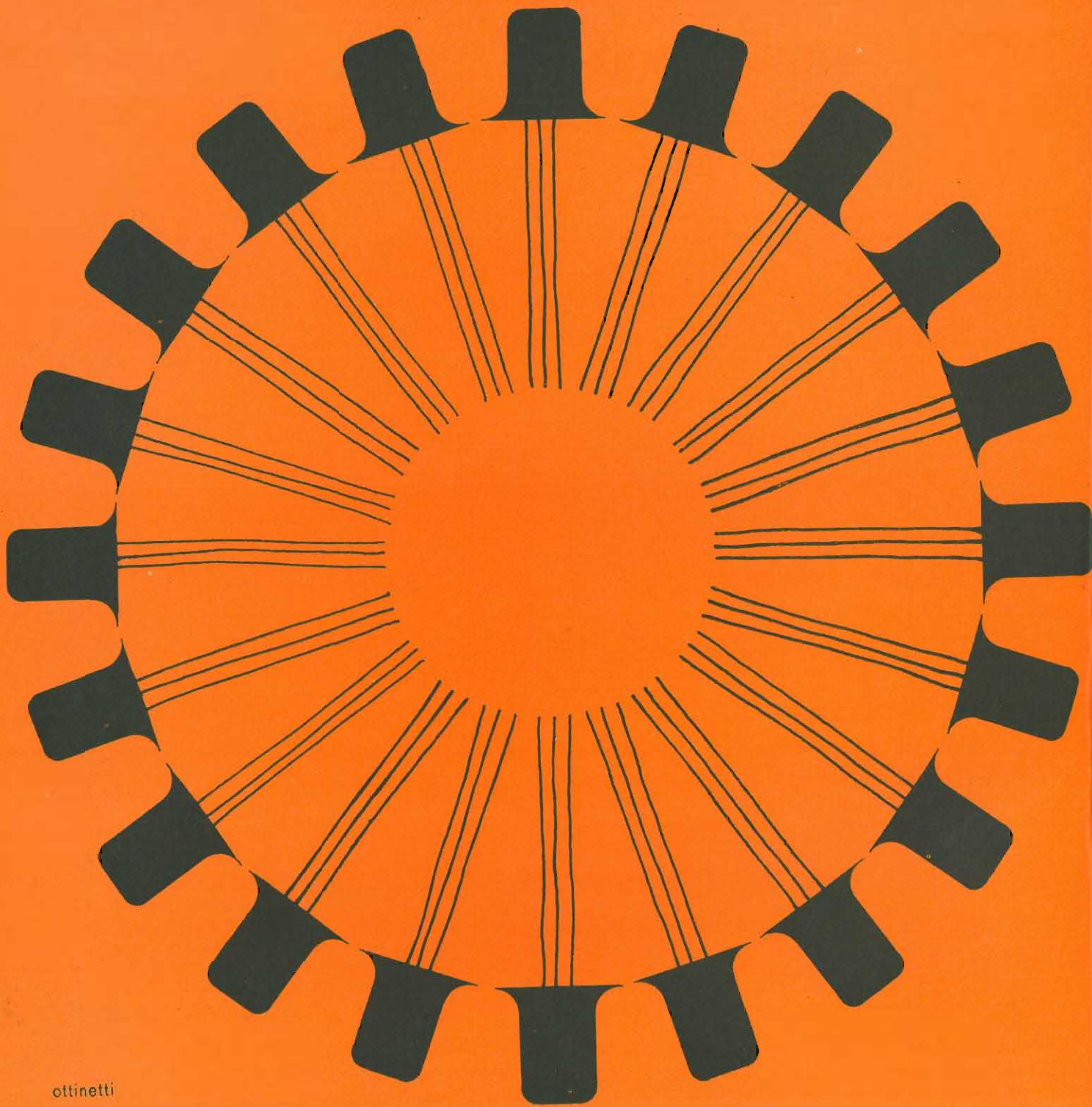
Mod. CM3. - 3 valvole + diodo mixer.
Valvola preamplificatrice in UHF. Alimentazione autonoma dalla rete 220 V ca.

Laboratorio di Elettronica Industriale - Via Pergolesi 24 - Tel. 75783 - Lissone

TELEVISORI REX

UNA ECCEZIONALE SINTESI DI TECNICA DISEGNO QUALITA'

serie

export lusso special

REX - ELETTRONICA S. p. A. - PORDENONE

Componenti elettronici

parti staccate radio-TV, ferriti, termistori, ceramiche, resistori subminiatura, relè, componenti per servomeccanismi, connettori professionali, commutatori, componenti per elettroacustica professionale

produzione
MICROFARAD - Milano
distribuzione per l'Italia
dei componenti di produzione C. S. F.

Condensatori

carta, carta metallizzata, dielettrico sintetico, ceramici, elettrolitici, mica

produzione
MICROFARAD - Milano
C.I.R.C.E. Pontinia

Semiconduttori

transistori A.F., B.F., potenza, diodi, raddrizzatori

produzione
M.I.S.T.R.A.L. Latina

MICROFARAD / MILANO

per riproduzioni monofoniche e stereofoniche

AG 2056

Giradischi stereo a 4 velocità corredato di rivelatore piezoelettrico stereo "flip over,, a doppia puntina di zaffiro con le connessioni secondo la normalizzazione internazionale a cinque contatti, per la riproduzione di dischi monofonici e stereofonici.

AG 2026 a corrente continua 9V.

AG 1015

Cambiadischi stereo completamente automatico (per dischi di 30, 25, 17 cm); 4 velocità; comandi a tastiera e levetta; corredato di testina piezoelettrica stereo "flip over,, a puntine di zaffiro (78 g.) e diamante (33 e 45 g.) con le connessioni normalizzate a cinque contatti per la riproduzione in HI-FI di dischi monofonici e stereofonici; motore a poli bilanciati.

AMPLIFICATORI STEREOFONICI

NG 9015

Riproduzione "HI-FI,, · 2x15 watt di potenza d'uscita · selettore d'ingresso e di riproduzione a tasti · uscita ad alta e bassa impedenza.

NG 3506

Riproduzione di alta qualità · 2x6 watt di potenza d'uscita · comandi a tasti · impedenza d'uscita 5Ω.

NG 3565
NG 3569
NG 3561

Cassetta acustica "ortofonica,, con altoparlante HI-FI tipo 9710 AM a doppio cono e ad alta impedenza (800 ohm); capacità 40 litri circa; mobile della linea moderna ed elegante.

NG 3570 - Come il precedente ma con altoparlante a bassa impedenza (7 ohm).

PHILIPS

altoparlanti serie alta fedeltà doppio cono

AD 4800 M (9750 M)
9710 M
AD 4200 M (9760 M)
AD 5200 M (9762 M)

Trasformatori d'uscita HI-FI

PK 50812
PK 51099

- magnetofoni mono - stereofonici
- magnetofoni a transistor portatili
- unità di adattamento per stereofonia
- fonorivelatori a riluttanza variabile per stereo
- sintonizzatori radio AM - FM
- cassette acustiche (Bass - Reflex)
- cassette ortofoniche (Acustical - Box)
- giradischi cambia dischi 45 giri
- giradischi semiprofessionale

invio listini a richiesta PHILIPS reparto radio II - parti staccate - Piazza IV Novembre 3 - Milano

SP

CONDENSATORI A MICA

CONDENSATORI CERAMICI

CONDENSATORI IN POLISTIROLO

POTENZIOMETRI A GRAFITE

MIAL

COMMISSIONARIA DI VENDITA: **MIAL ELETTRONICA S. p. A.**
Via Ronchi, 16/8 - MILANO - Telefoni: 2361341/2/3/4

TUNG-SOL®

ELECTRON TUBES SEMICONDUCTORS

NUOVE VALVOLE DI ALTA CLASSE

Le valvole trasmittenti, per la regolazione in serie e modulatrici — compreso il tipo miniatura in vetro duro — della Tung-Sol, sono progettate e costruite per funzionare in condizioni ambientali molto spinte, resistere alle sollecitazioni più severe dovute ad urti e vibrazioni, nonchè a forti sbalzi di temperatura, tutto questo pur fornendo i più alti standard di rendimento e sicurezza di funzionamento.

TRANSISTORI DI POTENZA

I transistori di potenza al germanio « saldati a freddo » della Tung-Sol presentano dei fattori K estremamente bassi, una temperatura massima alla giunzione di 110° C, una bassa tensione di saturazione nonchè una tensione di rottura elevata, che contribuiscono a rendere particolarmente brillanti le prestazioni di questi transistori. La saldatura a freddo rame-con-rame elimina le contaminazioni dovute al calore.

VALVOLE A IDROGENO

La Tung-Sol ha allargato la propria serie di diodi all'idrogeno includendo delle valvole con valori medi di corrente fino a 2 ampére per una tensione inversa di picco di 25.000 V. Queste valvole: la 7789, la 7790 e la 7792, servono come diodi di carico o « clipper » nei modulatori radar oppure come raddrizzatori d'alta tensione per impieghi generali.

VALVOLE SUBMINIATURA

Ora in una vasta gamma di tipi, le valvole subminiatura della Tung-Sol sono state progettate in base agli standard di rendimento più elevati, secondo anche le prescrizioni delle Forze Armate Americane, per i severi impieghi industriali e militari. Questa serie di valvole comprende: pentodi, triodi, diodi ,valvole VR (per regolazione della tensione), valvole per tensioni di riferimento e thyratron.

VALVOLE RICEVENTI PER IMPIEGHI SPECIALI

Esiste una valvola Tung-Sol in grado di soddisfare praticamente qualsiasi necessità... dalle applicazioni industriali e militari più severe alle richieste di qualità più esigenti delle moderne apparecchiature elettroniche di uso domestico. Un controllo qualitativo ineguagliato unitamente a processi di produzione insuperati assicurano ai componenti prodotti in serie lo stesso rendimento superiore e sicurezza di funzionamento dei campioni di laboratorio.

THYRATRON CERAMICI ALL'IDROGENO

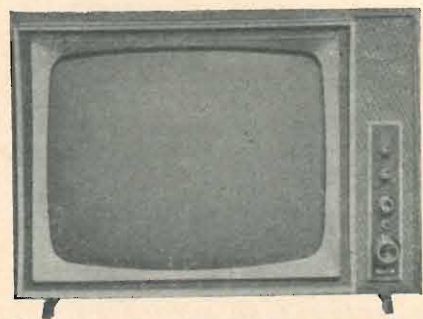
Questa nuova famiglia di thyratron ceramici all'idrogeno comprende i tipi 8191, 8192 e 8036 che forniscono delle potenze di uscita di picco di 135 KW, 450 KW e 6,5 MW rispettivamente. Sono montati su flangia, con terminali flessibili, onde permettere una facile installazione e buoni collegamenti elettrici, compatibilmente con le dimensioni minime della valvola come richiesto dalle apparecchiature radar aereotrasportate e da altre applicazioni che rihiedono la massima compattezza.

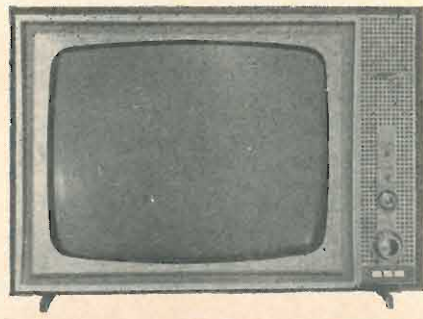
AGENTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

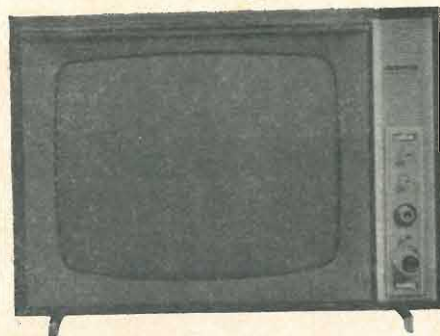
MILANO BROTHERS

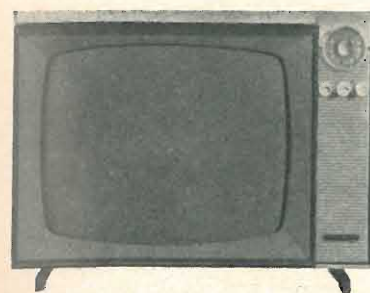
250 West 57 th St. - NEW YORK 19 - N. Y. - U.S.A. Uff. propaganda per l'Italia: Piazza Velasca, 5 - Milano Tel. 897.740.

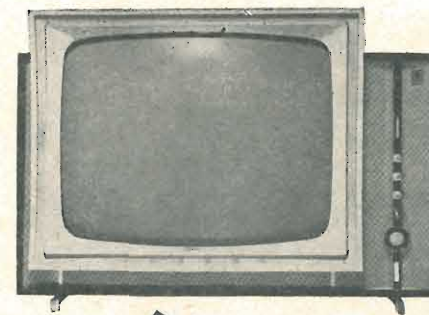
Visitateci alla XL Fiera Campionaria Internaz. di Milano, Sezione Componenti Radio-TV, Posteggi n. 33934 - 33935 - Pad. 33

novità!

MERCURY T. 314

Televisore di classe europea con schermo da 23" e alimentazione a 220 V. N. 23 valvole compresi diodi e cinescopio. Mobile di gran lusso in rigatino di noce trattato al poliestere L. 210.000

LINEAR T. 304

Classico apparecchio da 23" con alimentazione universale da 125 a 240 V. Cinescopio a perimetro rettangolare. N. 26 valvole compresi diodi e cinescopio. Altoparlante ed ogni organo di manovra sistemato frontalmente. Commutazione immediata del programma mediante pulsante L. 249.000

SUPERLINEAR T. 313

Eccezionale 23" con speciale "black-screen" completo di comando a distanza a filo per cambiare programma, accendere e spegnere e regolare il volume. N. 24 valvole compresi diodi e cinescopio. Mobile di gran lusso e dalla linea modernissima L. 258.000

COMPACT T. 319

Il 19" di gran classe con il nuovo rivoluzionario chassis a corona. N. 23 valvole compresi diodi e cinescopio. Tensione di alimentazione di 220 V. La linea estetica di questo apparecchio è conseguita con l'impiego di nuovi materiali e con l'impostazione razionale della progettazione. Disponibile nelle seguenti tre versioni: 319-T in legno di teck L. 189.000; 319-N in rigatino di noce trattato al poliestere L. 185.000; 319-P rivestito in pelle colori grigio, azzurro e nero L. 179.000

FUTURIST T. 301 - GRAN GALA T. 302

Televisori da 23" superautomatici con comando a distanza senza fili per cambiare programma, accendere e spegnere, regolare il volume dosare il contrasto.
I due apparecchi costituiscono versione estetica diversa, ma hanno struttura tecnica identica. Cinescopio da 23" con "bonded-shield". N. 28 valvole compresi diodi e cinescopio. Commutazione rotante automatica dei canali, sia per comando locale che per comando a distanza.
Il modello Futurist, sempre completo di comando a distanza Spatial Control SC. 88 ha il prezzo di L. 315.000
Il modello Gran Gala può essere fornito senza Spatial Control al prezzo di L. 269.000 e completo di Spatial Control con un supplemento di L. 43.000

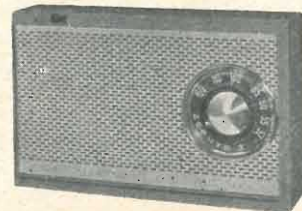
CON VOXSON

PIÙ SCELTA
PIÙ NOVITÀ
PIÙ AFFARI

SYMPHONY MOD. 753

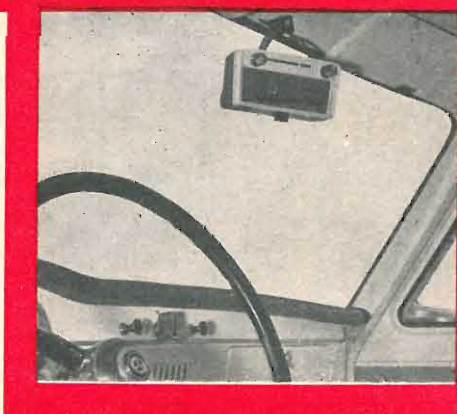
Il nuovo eccezionale "cordless" lanciato dalla VOXSON per l'impiego nella casa moderna. L'ascolto dei programmi musicali è perfetto e l'apparecchio può essere usato in qualunque ambiente o trasportato all'aperto perchè non richiede alcun filo di collegamento. Grande autonomia con pile a bassissimo prezzo. Circuito stampato a 6 transistors più 3 diodi al germanio. L. 46.800

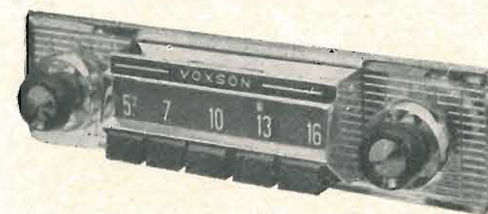
SPORTSMAN 60 MOD. 728

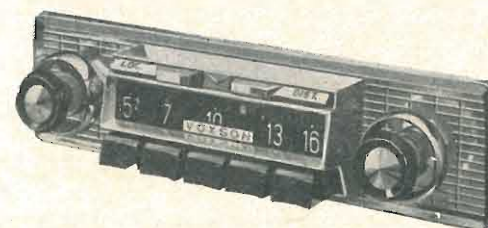
Il portatile di gran classe per l'uomo sportivo. Grande sensibilità ed eccezionale musicalità. Il mobile è in pelle naturale con finiture di gran lusso. Circuito stampato a 6 transistors più un diodo al germanio. L. 33.000

ZEPHYR 3° MOD. 752

L'apparecchio tascabile di grande successo che si può definire l'autoradio che si porta in tasca. Si applica con il supporto S.745 al cruscotto della vettura e può funzionare anche in casa alimentato dalla corrente alternata mediante speciale basamento alimentatore A.745. Circuito stampato a 6 transistors più due diodi al germanio. L. 29.900

MAGIC MOD. 750

Ricevitore tascabile con drift-transistors. Eccezionale musicalità e potenza. Circuito stampato a 5 transistors più 2 diodi al germanio. L. 24.800

VANGUARD MOD. 736

L'apparecchio rivoluzionario senza ingombro, senza antenna esterna, senza apprezzabile consumo di corrente. Sostituisce lo specchio retrovisore di cui assume anche le funzioni. Si applica a qualsiasi vettura, senza fori nella carrozzeria. Ha conseguito il premio Hess Bros 1960 negli Stati Uniti.
Mod. 736 per 12 V: 5 transistors + 2 diodi al germanio. L. 38.000
Mod. 737 per 6 e 12 V: 6 transistors + 2 diodi al germanio. L. 41.000

AUTOTRANS 801

L'autoradio classica con sintonia a pulsanti realizzata per la prima volta interamente a transistors. Grande potenza sonora ed eccezionale sicurezza di esercizio. Personalizzazioni per l'applicazione a qualsiasi tipo di vettura, sia italiana che estera. Circuito stampato a 5 transistors più 4 diodi al germanio. L. 49.000

EXPLORER 811

La più completa e moderna autoradio realizzata interamente a transistors e dotata non solo di sintonia a pulsanti ma anche di ricerca elettronica delle stazioni. Si può comandare a distanza con un pulsante oppure con un piccolo pedale. Nella versione 811.P eroga una straordinaria potenza sonora, grazie al push-pull finale.
Mod. 811: Circuito stampato a 7 transistors + 6 diodi al germanio. L. 66.500
Mod. 811P: Circuito stampato a 9 transistors + 6 diodi al germanio. L. 72.000

VOXSON

S.I.T.E.R

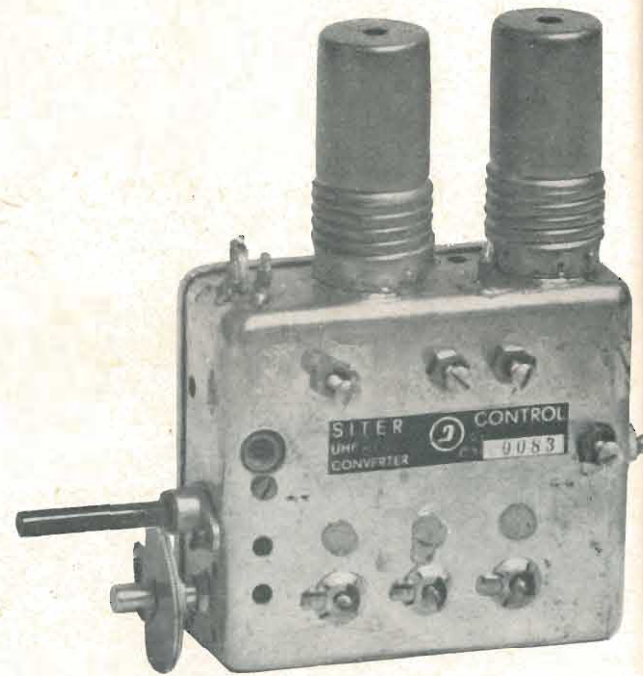
SOCIETÀ PER AZIONI

SOCIETÀ ITALIANA TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI - RADIO

MILANO • VIA TROJA 7 • TELEFONO 425787

presenta il

CONVERTITORE UHF

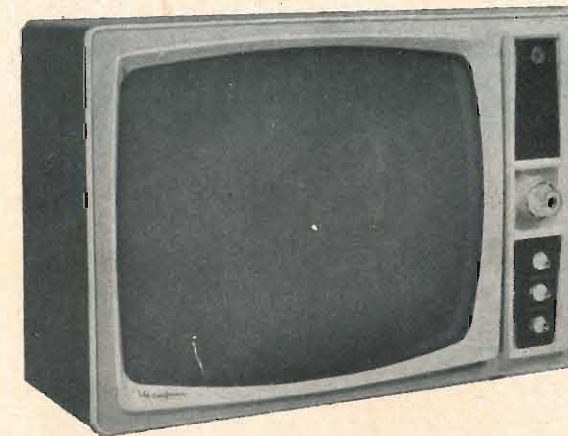
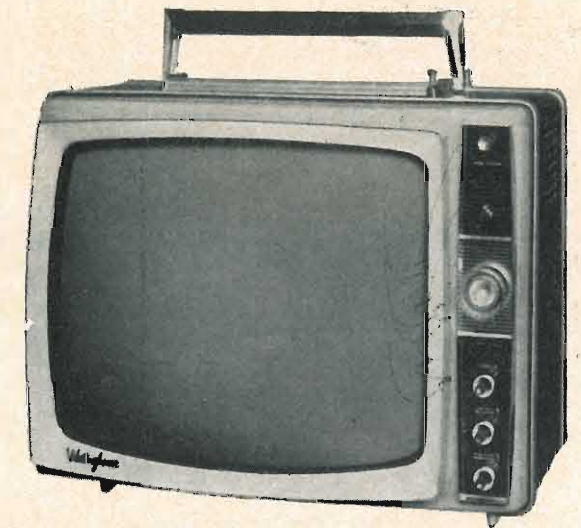
- 2 valvole EC 86
- Gamma di frequenza 470/790 MHz, media frequenza 43 MHz con oscillatori sopra la frequenza segnale
- Tensione anodica 170 Voltz
- Corrente anodica totale 25 1000 mA circa
- Banda a radio frequenza 6 picchi : 7/6 MHz
- Impedenza d'ingresso 300 ohm simmetrici
- Fattore di riflessione minore del 35% (misurato assimmetrico)
- Fattore di rumore minore di 25 KTO
- Amplificazione 10/7 volte dalle basse alle alte frequenze
- Stabilità dell'oscillatore dal 2° al 60° minuto con aumento di temperatura ambiente di 25 gradi minore od eguale a 400 KHz
- Reiezione di media frequenza maggiore od eguale a 55 dB
- Reiezione di immagine maggiore od eguale a 46 dB

Visitateci

alla

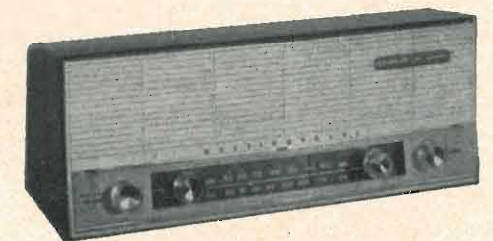
XL Fiera Campionaria di Milano

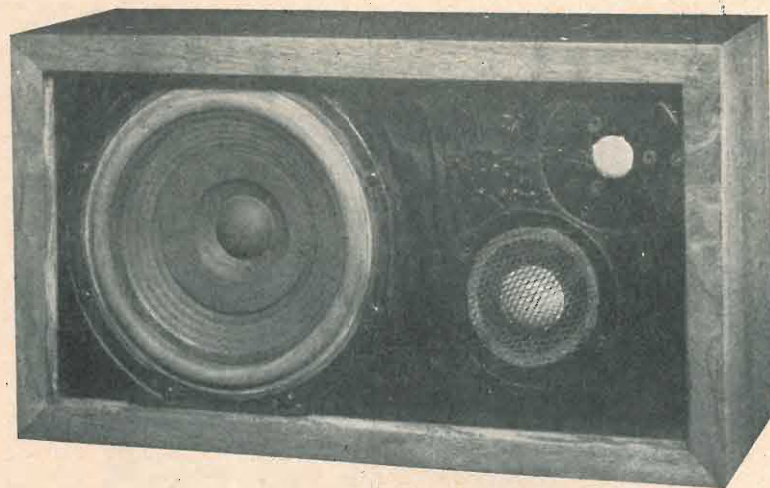
PADIGLIONE 33

Stand 33429

Televisori WESTINGHOUSE
da 17", 19", 21", 23", da tavolo
e portatili con visione panoramica,

schermi polarizzati,
controllo automatico di sensibilità
e di focalizzazione costante.

Westinghouse

Apparecchi radio WESTINGHOUSE
una serie completa, da tavolo e portatili,
a valvole, a transistors, a AM e FM.

Distributrice unica per l'Italia: Ditta A. MANCINI
MILANO - Uffici: Via Lovanio, 5 - Telefoni n. 650.445 - 661.324 - 635.240 - Assistenza Tecnica: Via della Moscova, 37 - Telefono n. 635.218 • ROMA - Via Civinini, 37 - 39 Telefono n. 802.029 - 872.120 • PADOVA - Via Santa Chiara, 29 - Telefono n. 45.177

Modello AR3 visto senza griglia.

AR INC.

Cambridge, Mass. - U. S. A.

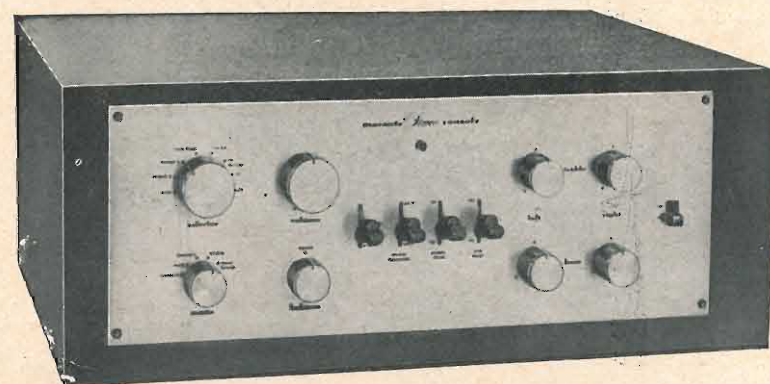
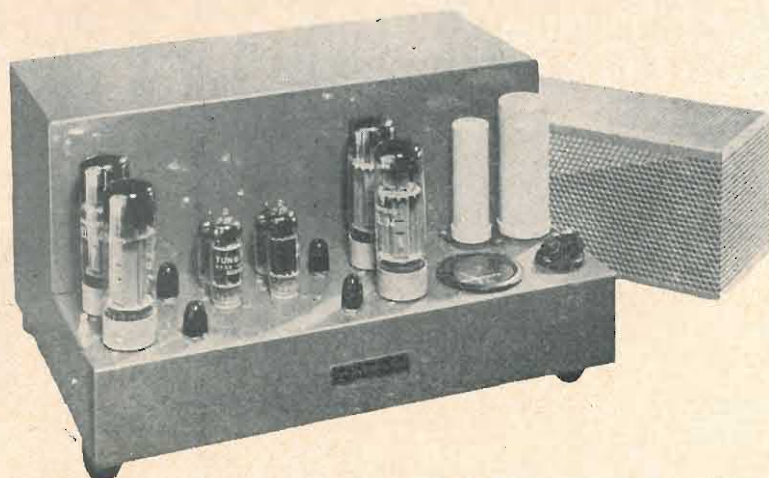
Il principio della sospensione acustico-pneumatica, proprio dell'« **AR** » ideato e brevettato da Villchur ed esclusivo della **ACOUISTIC RESEARCH Inc.** ha radicalmente rivoluzionata e condizionata ad esso la tecnica dei riproduttori di suono. Il suono viene riprodotto dagli « **AR** » con prossimità alla perfezione mai raggiunta.

RECENSIONI: (High-Fidelity, Hirsch-Houck Labs.) Il suono prodotto da questo altoparlante (AR3) è probabilmente quello più vicino al programma originale, fra quelli d'ogni altro altoparlante da me ascoltato.

(The Audio League Report) Sistemi di altoparlanti che diano meno del 30% di distorsione a 30 cicli/sec. sono molto rari. Il nostro sistema di riferimento utilizzante un AR1W, il migliore che abbiamo visto, ha circa il 5% di distorsione a 30 cicli/sec.

marantz

Long Island, N. Y. - U. S. A.

Amplificatori per ALTA FEDELTA' di classe professionale, fabbricati con materiali di qualità scientifica assicuranti decenni di vita senza noie. Un esempio veramente superbo di precisione funzionalità. Dànno prestazioni sicure, indistorte, unitamente ad una eccezionale facilità di corretto comando. Il risultato è un nuovo piacere d'ascolto, non disgiunto dalla signorilità del disegno.

Preampli e centro controllo stereo 7C

Amplif. di potenza stereo 35+35 W. 8B

BOLLETTINI TECNICI DETTAGLIATI A DISPOSIZIONE DEGLI INTERESSATI

AGENTE PER ITALIA E SVIZZERA:

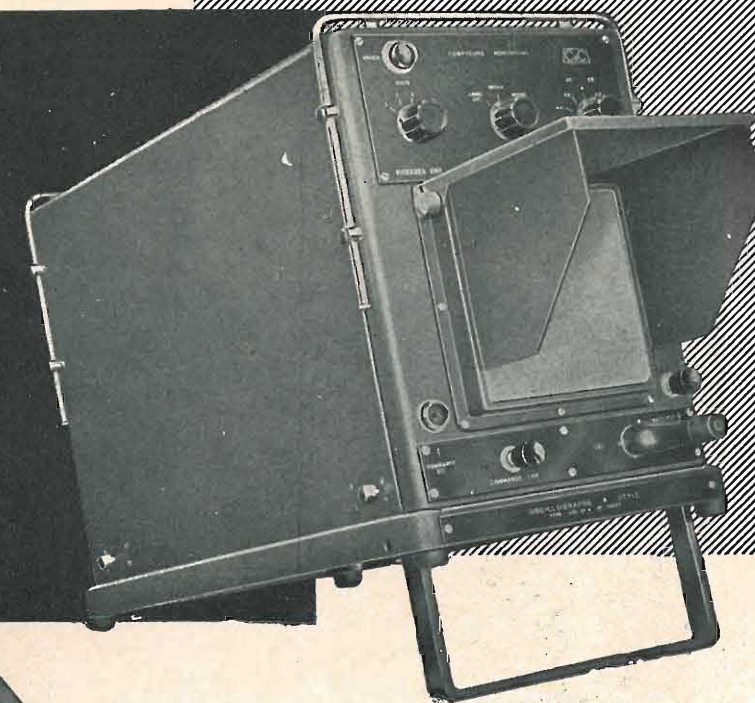
AUDIO

TORINO - Via G. Casalis 41 - Telefono 761133

Distributori: **MILANO: ORTOPHONIC**, Via B. Marcello 18 • **RICORDI**, Via Bechet e Via Montenapoleone • **ROMA: Radiocentrale**, Via S. Nicolò Tolentino 12 • **TORINO: Balestra**, Corso Raffaello 23 • **FIRENZE: ERTA**, Via Della Scala 22 • **TRE VENEZIE**: consulente audio: **L. ZEN**, Vicolo del Convento 8 SCHIO.

oscillografo a stilo

a 8 equipaggi

OSL 81A

un nuovo progresso nella tecnica delle misure: l'oscillografia immediata!

registra otto fenomeni contemporanei e permette l'osservazione immediata degli oscillogrammi, senza alcun procedimento di sviluppo.

Sensibilità degli equipaggi:

da { 10 mA / 75 Volt } a { 1 Amp / 0,75 Volt }

Apparecchio portatile di limitato ingombro

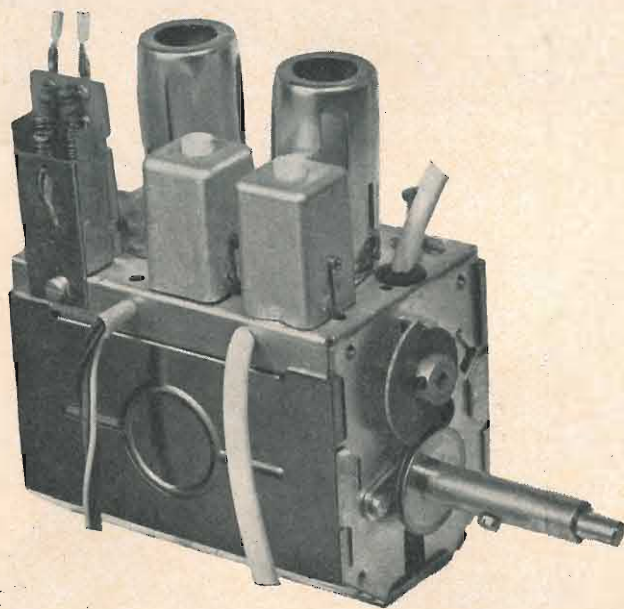
peso 18 Kg.

Costruz.: Compagnie des Compteurs - Montrouge (Francia)

Vendita per l'Italia:

SEB - MILANO - VIA SAVONA, 97

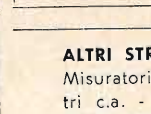
Sintonizzatore TV per VHF
tipo
JUNIOR

La tecnica moderna Vi offre oggi un tipo di sintonizzatore, il quale, pur mantenendo le doti di un eccellente sintonizzatore VHF, Vi permette di avere tramite commutazione di un semplice tasto, il primo o il secondo programma.

Questo tipo di sintonizzatore differisce dai comuni per l'impiego di un circuito aggiuntivo a π atto a guadagnare di circa due volte l'uscita del sintonizzatore UHF.

DATI MEDI DI UN SINTONIZZATORE « JUNIOR »:

- guadagno: ≥ 40 dB
- reiezione in M.F. presa a 45-75 Mhc: 20 dB
- reiezione di immagine: ≥ 60 dB su tutti i canali
- deriva: per i canali alti: < 200 Kc
- deriva: per i canali bassi: < 150 Kc
- larghezza di banda (3 dB): 8 Mhc

ORSINI
componenti Radio TV
MILANO - VIA GIORGIO VASARI, 22 - TELEFONO 58 26 87

DUE NUOVI ADATTATORI
ESTENDONO ULTERIORMENTE LA VERSATILITÀ
DEI FAMOSI TESTER 260/270

AMPEROMETRO C.C. Mod. 661
(0-1 2,5 5 10 e 25 Amp.)

MILLIOHMMETRO Mod. 657
(0,1/0,5/1,0 ohm f s ± 1%)

ALTRI ADATTATORI:
Prova-Transistori, Voltmetro a valvola in c.c., Misuratore di temperatura, Amperometro in c. a., Wattmetro audio, Attenuatore microvoltmetrico, Prova batterie.

ALTRI STRUMENTI « SIMPSON »:
Misuratori di campo - Volt-Ohmmetri a valvola - Miliivoltmetri c.a. - Microtester - Misuratori di temperatura - Volt-Wattmetri e Volt-Amp-Wattmetri per c.c. e c.a. - Oscilloscopi portatili da 7" e 5" - Strumenti campioni - Generatori di segnali - Analizzatori di sistemi di deflessione orizzontale in TV.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA
Dott. Ing. M. VIANELLO
Sede: **MILANO - Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081/811**
Filiale: **ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 767.250/941**

---

3 novità Condor

MOD. K 7 "DOVUNQUE"
7 transistors + 2 diodi
onde medie
alta sensibilità
predisposizione
automatica per auto
presa altoparlante
ausiliario

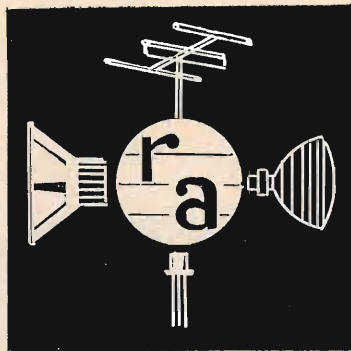
MOD. "PININ"
6 transistors + 1 diodo
tascabile - onde medie

MOD. K 3 - Transverter
12 v. - 3 valvole 3 transistors 1 diodo
6 v./24 v. 3 valvole 4 transistors 2 diodi
autoradio onde medie
regolatore di tono

buon viaggio con autoradio

Condor
anticipa i tempi

Dott. Ing. GALLO S.p.A. Via Ugo Bassi 23a - MILANO
Telefoni: 600.628 - 694.267 - 679.822

PUBBLICITÀ INTERNAZIONALE 4-61

RADIO ARGENTINA

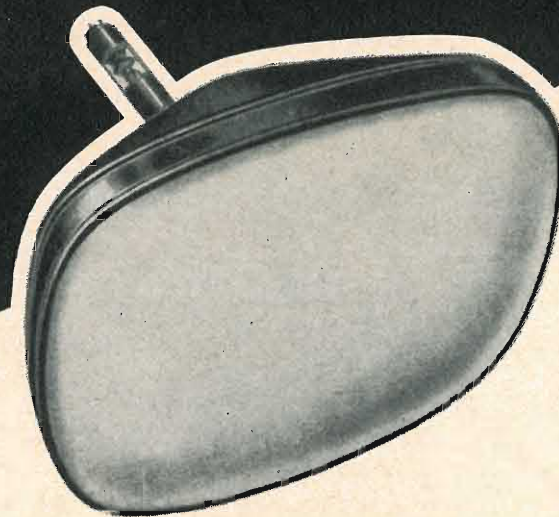
ROMA - VIA TORRE ARGENTINA 47 - MAGAZZINI: TEL. 565.989 - 654.111 UFFICI: TEL. 569.998

- ★ PHILIPS
- ★ TELEFUNKEN
- ★ FIVRE
- ★ A.T.E.S. R.C.A.
- ★ R.C.A.
- ★ SILVANIA
- ★ DUMONT
- ★ SICTE

- ★ ACCESSORI RADIO TV
- ★ VALVOLE
- ★ TRANSISTOR
- ★ TUBI TV

VOLTMETRI · AMPEROMETRI
WATTMETRI · COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI · REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

A PREZZI ECCEZIONALI

CINESCOPI ORIGINALI AMERICANI

Tipi	17BJP4	(90° cc)
"	21ALP4	(90°)
"	21CEP4	(110°)

APPROFITTATE!!

GRANDE ASSORTIMENTO

VALVOLE ORIGINALI AMERICANE GENERAL ELECTRIC

SINTONIZZATORI E CONVERTITORI

N.S.F.

ORIGINALI TEDESCHI

•

Disponibilità immediata

•

A prezzi di assoluta concorrenza

F. GALBIATI

MILANO - VIA LAZZARETTO 17 - TELEFONO 664147 - 652097

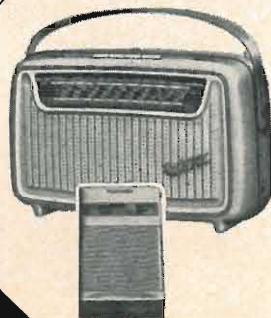
DISTRIBUTORE

TUBI CATODICI GENERAL ELECTRIC - AMERICAN U. S. A.

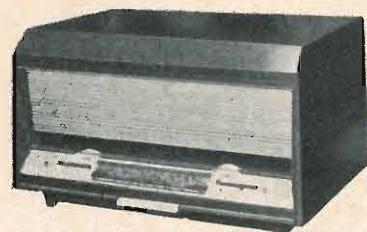
scienza e tecnica a garanzia della qualità e della durata

CAPRICE
transistor

SPRINT
transistor

BAJAZZO
transistor

MINISTAR
transistor

SALZBURG STEREO 61

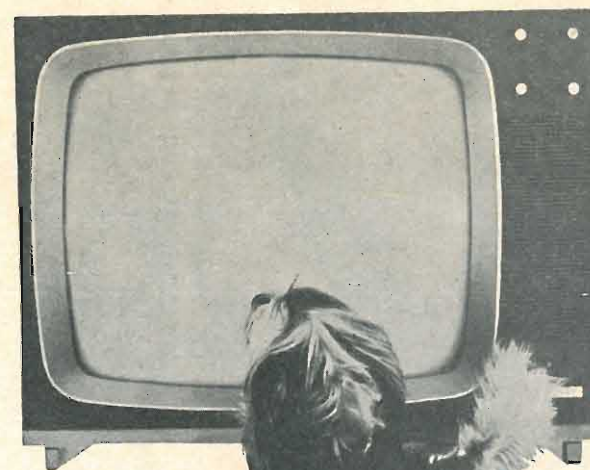
FONOMIGNON
radiofonografo

MIGNON

CONCERTO STEREO 61
filodiffusione

TELEVISORI RADIO FRIGORIFERI

TELEFUNKEN

la marca mondiale

PSVUN-61-1 ottinetti

il televisore **SUPERAUTOMATICO**

RIALTO

per la ricezione automatica del 1° e del 2° canale

fissato il grado preferito
di contrasto e di luminosità
basta premere un tasto
per ricevere automaticamente senza altri interventi
1° o 2° programma

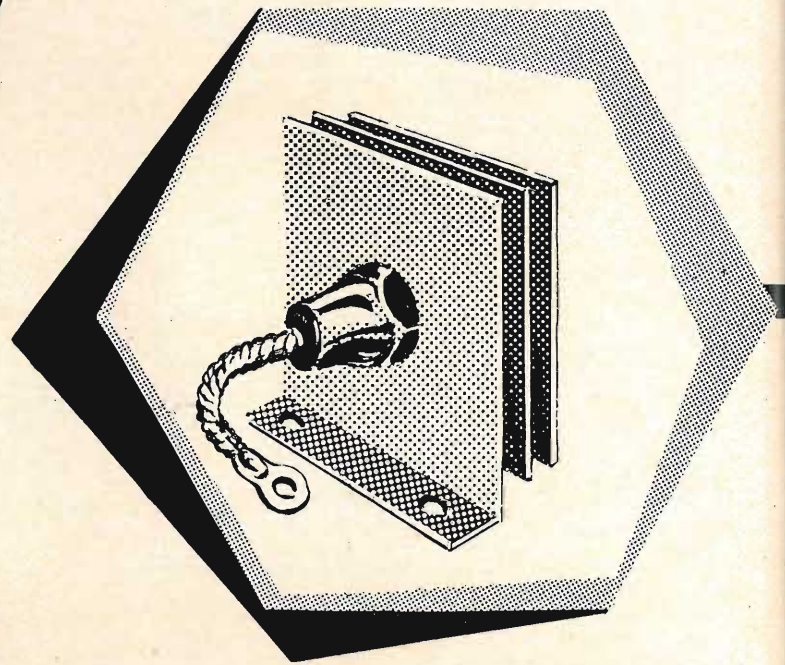
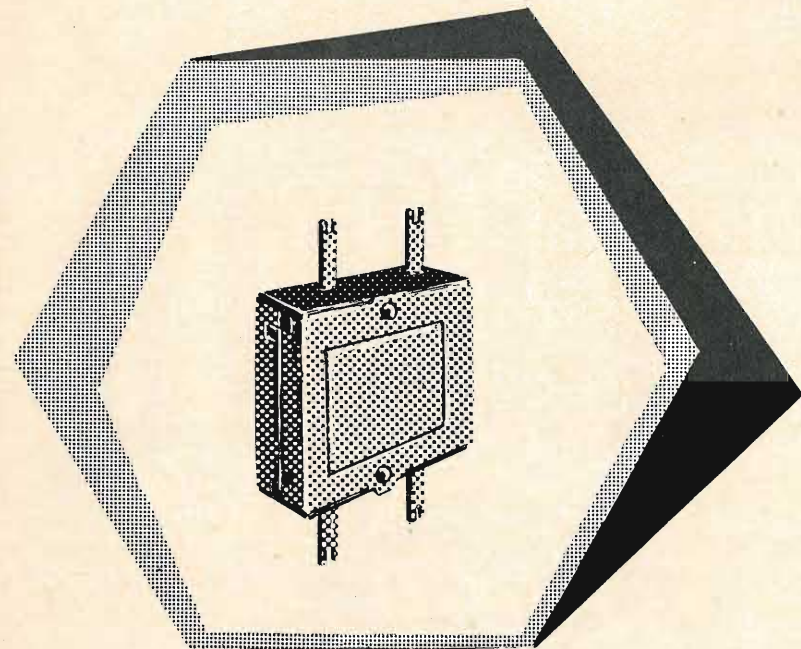
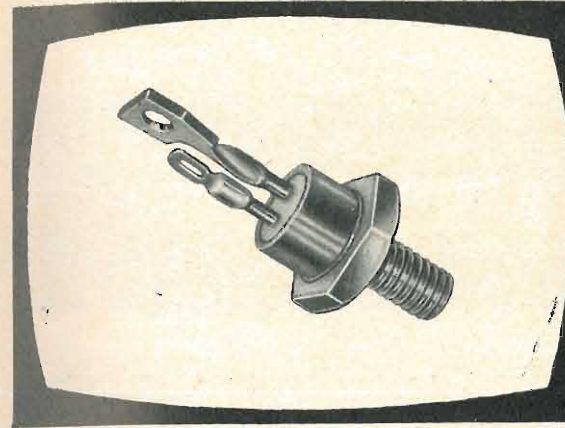
RIALTO 23"

sintonia	**automatica**	in VHF e in UHF
regolazione	**automatica**	del contrasto e della luminosità
stabilizzazione	**automatica**	della larghezza dell'immagine
stabilizzazione	**automatica**	dell'alta tensione
circuiti	**automatici**	di sincronizzazione
controllo	**automatico**	di sensibilità
controllo	**automatico**	di volume
commutazione	**automatica**	per la scelta del 1° o 2° programma

RIALTO PANAMA CORINTO
i tre capolavori della serie
UNDA CANALE D'ORO
...e nella serie radio i migliori apparecchi transistor, valvole, fono, stereo, HI-FI

la tecnica e
la linea dell'avvenire

Inviando questo tagliando alla "UNDA RADIO S.p.A. via G. Mercalli, 9 Milano" potrete ricevere in omaggio un'elegante pubblicazione a colori illustrante tutta la produzione UNDA 1961-62

Nome e Cognome ______
Indirizzo ______
Città ______ Provincia ______

THOMSON

DIODI CONTROLLATI AL SILICIO

TANZI

SEMICONDUTTORI PER APPLICAZIONI PROFESSIONALI E INDUSTRIALI

NUOVA PRODUZIONE THOMSON

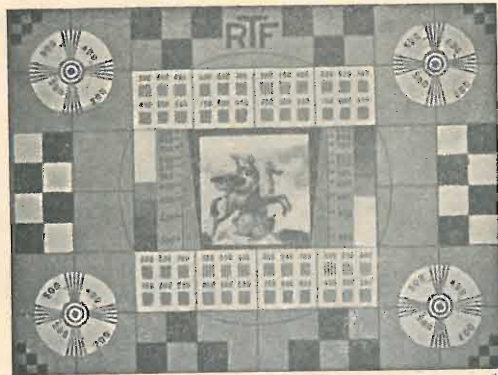
DIODI CONTROLLATI AL SILICIO THYRATRON

Tipo	Max sovrat. per 5 ms. (V)	Limiti assoluti di utilizzazione a 25 °C — Max P.I.V. (V)	I diretta max. eff. (A)	Potenza elettrodo di comando media (W)	max.	Limiti di temperatura °C		Tempo di ristabilimento td + tr (μs)	Tempo di caduta tf (us) (²)
2 N 1842	35	25	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1843	75	50	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1844	150	100	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1845	225	150	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1846	300	200	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1847	350	250	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1848	400	300	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20
2 N 1849	500	400	10	0,5	5	— 40	+ 100	1 ÷ 4,5	10 ÷ 20

Altri tipi: per correnti da 1,6 a 110 A e per tensioni da 50 a 500 V

STABILIMENTO E UFFICI: VIA ERBA, 21 - PADERNO DUGNANO (MILANO)
TELEFONI: 92.36.91/2/3/4

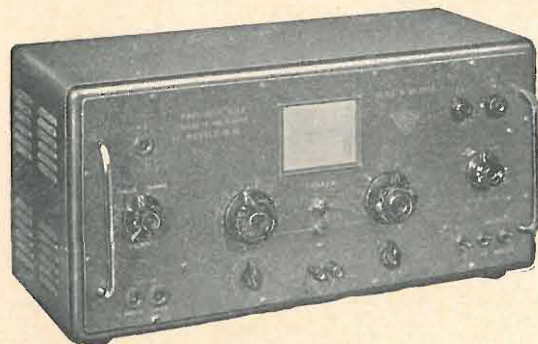
FIERA DI MILANO - Padiglione ELETTROTECNICA - Stand 33131

SIDER

GENERATORE DI MONOSCOPIO

GENERATORE V.H.F. - MOD. T.V. 6 B (CCIR o OIR)

11 canali completi - Visione e Suono stabilizzati a quarzo - Modulazione d'immagine esterna 1 volt, 75 ohm - Modulazione Suono interna a 1000 Hz, profondità regolabile fino all'80 %, o esterna - Uscita A.F. 75 ohm, livello A.F. Immagine e Suono regolabili indipendentemente, tensione max.. 50 mV.
Dimensioni: 510 x 240 x 250 mm. - Peso 11,600 kg.

MONOSCOPIO

Generatore riproducente il pannello di prova ufficiale della R.T.F. - Tensione d'uscita 2 volt picco picco. - su 75 ohm - Definizione 850 punti - Uscente su uno degli standard: 819 l. Francese, 819 l. e 625 l. Belga, 625 l. C.C.I.R.
Per gli stadi in H.F. a questo generatore può essere inserito un Generatore multi-canale tipo T.V. 6 B.
Dimensioni: 370 x 620 x 440.
Peso: 40 kg.

MARCATORE DI CURVE M. 12

12 canali V.H.F. o M.F. Tutte le portanti stabilizzate a quarzo - Marcatore di portanti Suono e Immagine - Marcatore intermedio a 1,1 MHz (C.C.I.R.) - Individuazione delle frequenze in assenza di curva - Mescolatore curva + Marche esente da distorsioni - Modulazione interna o esterna della portante Suono.
Dimensioni: 510 x 240 x 250 mm. - Peso 12 kg.

GENERATORE WOBULATORE F.M. 41; Brevettato.

Generatore F.M. ad alta fedeltà - Wobulatore a semplice e doppia traccia - Deviazione max. ± 500 kHz - Marcatore multiplo a quarzo con riferimento alla frequenza centrale - Frequenza di utilizzazione da 300 kHz a 250 MHz - 4 frequenze interne stabilizzate a quarzo - Possibilità di iniettare una portante A.F. esterna.
Dimensioni: 420 x 210 x 230 mm. - Peso 8,500 kg.

APPARECCHI e STRUMENTI SCIENTIFICI ed ELETTRICI

AESSE MILANO

Piazza Erculea, 9 (già Rugabella) - Telefono 891.896 - 896.334

RIBET DESJARDINS

254 A - OSCILLOSCOPIO CON AMPLIFICATORI INTERCAMBIABILI

Amplificatore verticale:

a) 1 via 0÷10 MHz; 50 mV/cm
0÷3,5 MHz; 21 mV/cm
Tempo di salita: 0,045 e 0,1 μsec

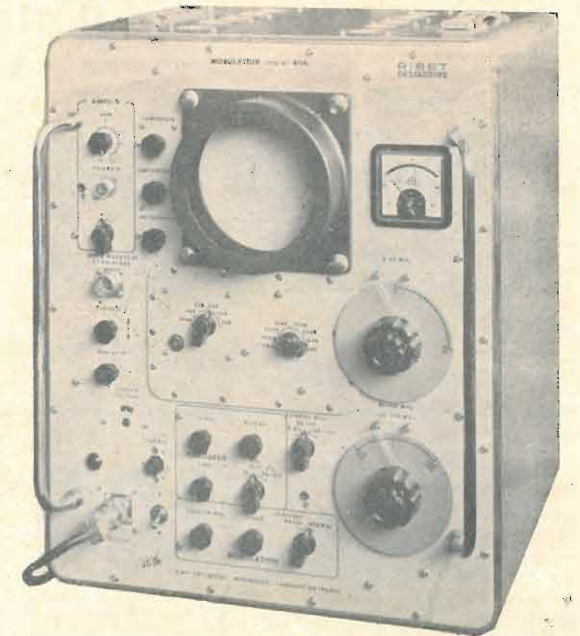
b) 2 vie 0÷4 MHz; 50 mV/cm
Tempo di salita: 0,1 μsec
Linea di ritardo: 0,25 μsec

Base tempi: ricorrente, sganciata e a partenza singola, durata: 1 sec/cm ÷ 0,1 μs/cm
Espansore × 5.

410 B - WOBULATORE TV e FM

Gamme: 0÷80; 80÷125; 160÷250 MHz
Profondità di modulazione:
± 12,5 MHz per la 1ª e la 3ª gamma
± 6 MHz per la 2ª gamma
Uscita: da qualche μV a 0,1 V su 75 ohm mediante attenuatore a 6 posizioni
Marcatore: a quarzo ogni 1 e ogni 10 MHz

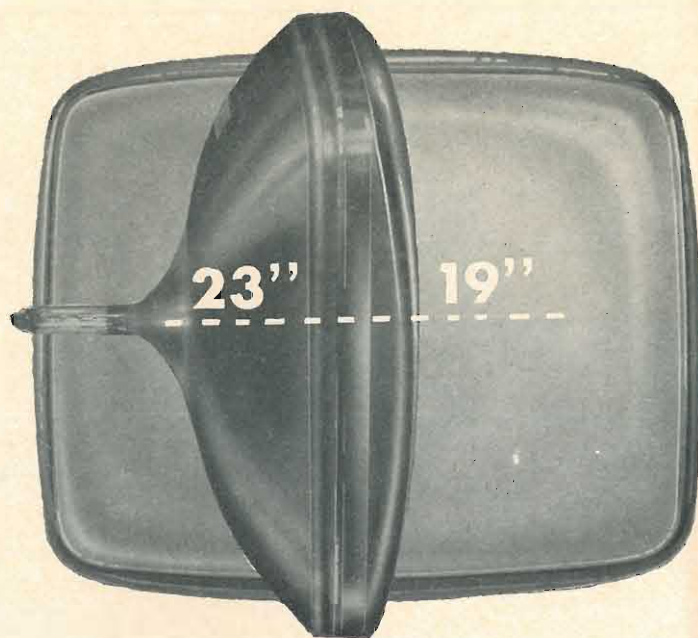
411 A - WOBULATORE DI PRECISIONE

Gamme: 0÷10; 80÷160; 160÷320 MHz
Profondità di modulazione:
1ª e 3ª gamma ± 20 MHz; 2ª gamma ± 10 MHz
Uscita: 0,2 V su cavo aperto e 0,1 V su 75 ohm
Costanza dell'uscita: ± 1 dB per 10 MHz di variazione
Attenuatore: doppio con salti di 10 dB e di 2 dB più un attenuatore continuo di ± 1 dB
Attenuazione totale: 100 dB
Marcatore: a quarzo ogni 1 e 10 MHz

AESSE MILANO

APPARECCHI e STRUMENTI SCIENTIFICI ed ELETTRICI

Piazza Erculea, 9 già Rugabella - Telefono 891.896 - 896.334

Pubbligenetron 62/6

Cinescopi a 17", 19", 21", 23",
da 70°, 90°, 110°, e 114°,
a semplice o doppio pannello e
VELVETONE, il nuovo
cinescopio dai toni vellutati.
Transistori e diodi
ad uso civile, industriale
e professionale.
Tubi a raggi catodici di
produzione Elsi - Elettronica
Sicula spa e Selit
Società Elettronica Italiana
Palermo

commissionaria GENERALE ELETTRONICA
Piazza Cavour, 1 MILANO Telef. 66.96.61 - 66.96.62

POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

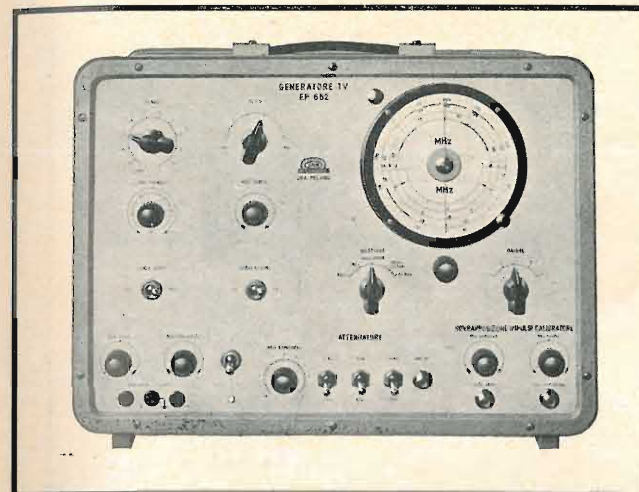
▼ Una vasta gamma di tipi standard

▼ Modelli speciali per ogni esigenza

per l'industria: potenziometri, giradischi, cambiadischi, macchinario elettrico

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S. p. A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA CORP. - 3217 - 61 STREET - WOODSIDE 77 - N. Y. - U. S. A.
LESA DEUTSCHLAND G. m. b. H. - BRÜCKENSTRASSE 13 - FRANKFURT a/M. - DEUTSCHLAND

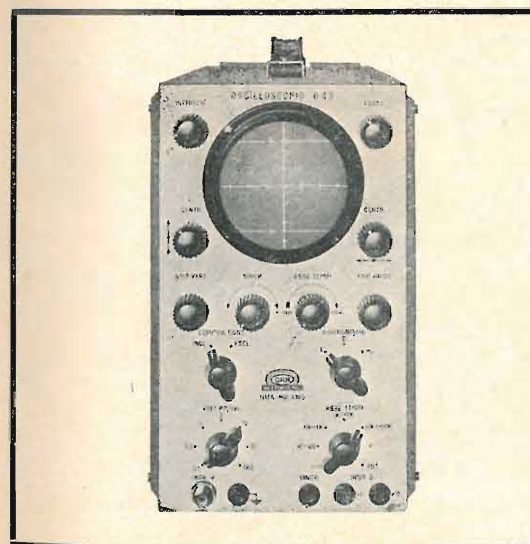
XL FIERA DI MILANO
PADIGLIONE RADIO TV
POSTEGGIO N. 33.500

Generatore TV EP 652

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

VOBULATORE (Sweep) — **Campi di frequenza disponibili:** Da 0,5 a 50 MHz per FV-FI - Da 88 a 110 MHz per FM - Da 50 a 90 e da 170 a 220 MHz in 9 gamme per i canali TV. • **Tensione di uscita:** 0,5 V per i canali TV ed FM; 0,2 V per FV-FI. • **Attenuatore d'uscita:** Regolabile con continuità ed a scatti per un totale di 80 dB.

CALIBRATORE (Marker)

Campi di frequenza: 4 ÷ 6; 8 ÷ 12; 15 ÷ 30; 30 ÷ 60; 60 ÷ 88; 85 ÷ 110; 170 ÷ 220 MHz • **Precisione:** ± 1%; controllando la scala tramite oscillatore a cristallo incorporato, si può ottenere una precisione pari a quella del quarzo • **Oscillatore interno a quarzo:** Frequenza 5,5 MHz ± 0,01 % • **Segnali marca-frequenza:** per sovrapposizione diretta sulla curva vista all'oscilloscopio.

Oscilloscopio G 43

AMPLIFICATORE VERTICALE

Sensibilità: 17 mV per cm. • **Banda passante:** Ingresso c.c.: da 0 a 7 MHz. • **Tempo di salita:** 70 millimicrosecondi. • **Attenuatore compensato:** A sei scatti con rapporto 3, direttamente tarato in Vpp/cm., tramite apposito calibratore incorporato. • **Attenuatore continuo:** Con rapporto 3 • **Massima tensione applicabile:** Componente continua più picco della alternata: 750 V. • **Impedenza d'ingresso:** 1 MΩ con 50 pF.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

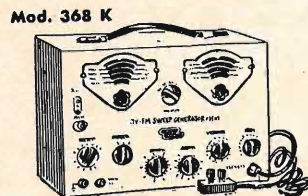
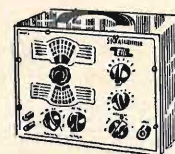
Sensibilità: 60 mV per cm. • **Banda passante:** Da 5 Hz a 500 kHz. • **Attenuatore:** A scatti e continuo. • **Massima tensione applicabile:** Componente continua più picco della alternata: 500 V. • **Impedenza d'ingresso:** 1 MΩ con 50 pF.

ASSE DEI TEMPI

Campo di frequenza: Da 1 Hz a 100 kHz in cinque gamme con soppressione automatica della traccia di ritorno. • **Sincronizzazione:** Interna, esterna ed alla frequenza di rete — positiva e negativa — con possibilità di regolazione continua. • **Impedenza d'ingresso:** 5 MΩ con 50 pF in parallelo.

ASSE "Z" — **Polarità:** Un impulso negativo spegne la traccia. • **Impedenza d'ingresso:** 50 MΩ con 30 pF in parallelo.

UNA

MILANO - Via Cola di Rienzo 53 A
Telef. 47.40.60 - 47.41.05

30 TIPI DI STRUMENTI, MONTATI O IN SCATOLA DI MONTAGGIO, TRA CUI ALCUNI NUOVISSIMI, PER LE PIÙ VARIE MISURAZIONI E CONTROLLI - RADIO - TV - TELEGRAFIA, ecc.

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc., rivolgersi a:

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 Tel. 870410 - 893465

MILANO - Via A. Da Recanate, 4 Tel. 278855

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

Dizionario di Elettronica

TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

* * *

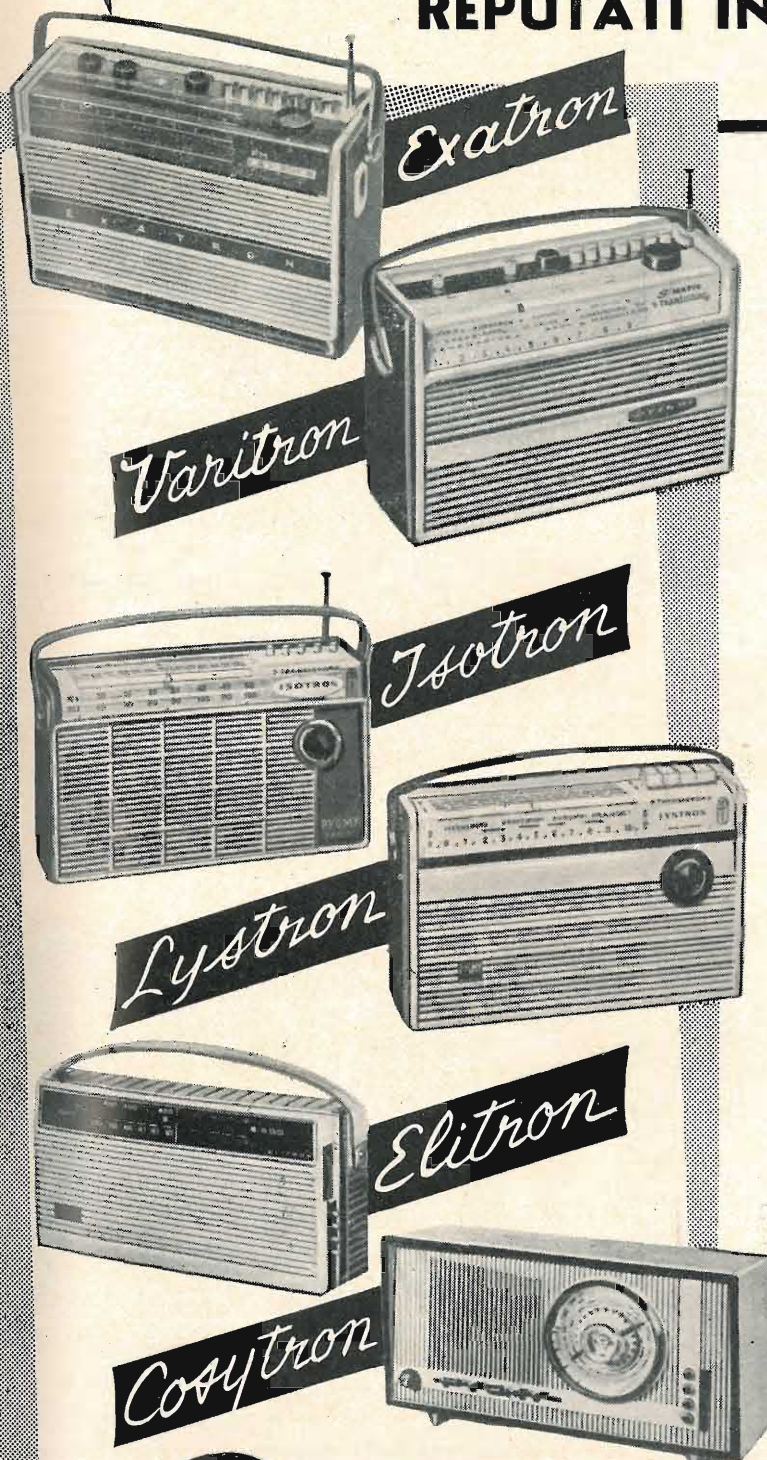
Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

* * *

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

* * *

Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm, rilegato in tela Lire 6.000

REPUTATI IN TUTTO IL MONDO

EXATRON

Ricevitore AM - FM - 11 transistori. 2 O.C. (da 16 a 18 m) PO-GO - FM 86,5 Mcs a 108 Mcs - 2 controlli di tonalità. Alto-parlante 17 cm - Funzionamento in automobile - Illuminazione del quadrante - Presa P.V. e H.P.S.

VARITRON

8 transistori - 5 gamme: 3 O.C. (da 10 a 175 m) - PO. GO. - Regolazione antiparassita su stazione (locale - o distanza distanza) - Regolazione: grave - acuta. - Funzionamento in automobile - Occhio magico - (S. Matic) Presa P.U. e H.P.S.

ISOTRON

7 transistori - 4 gamme: 2 O.C.. (da 19 a 130 m) - PO. GO. - Antenna auto (commutazione delle bobine) - Regolazione locale - a distanza: Illuminazione del quadrante - *Versione tropicale*: 4 gamme: 3 O.C. (da 11 a 165 m) PO - Un ricevitore della migliore qualità a prezzo conveniente.

LYSTRON

7 transistori - PO. GO. - Locale - a distanza. Sensibilità variabile - Antenna auto - Illuminazione del quadrante.
Un ricevitore perfetto alla portata di tutti.

ELITRON

7 transistori - PO. GO. - funzionamento in automobile: commutazione delle bobine - Cassetta con custodia.

COSYTRON

Ricevitore per appartamento: 7 transistori - 4 gamme: 2 O.C. (da 26 a 100 m) PO. GO. - *Versione tropicale*: 3 O.C. (da 13 a 100 m) e PO. - Cassetta in legno con custodia. Elegante - Musicale - Sensibile.

Pygmy-Radio

25, Rue du Landy LA PLAINE St. DENIS (SEINE) FRANCE • TÉL. PLA.72-50

VISITATECI ALLA XL FIERA DI MILANO - PADIGLIONE 33 - STAND 33418

KATHREIN
Antenne TV larga banda
Nuovi amplificatori a larga banda
Antenne MF ancora migliorate
ANTENNE KATHREIN
qualità + durata
ANTON KATHREIN - ROSENHEIM (GERMANIA)
la più vecchia fabbrica europea d'antenne

accumulatori
ERMETICI
al Ni-Cd
DEAC
DEAC NICKEL-CADMIUM AKKUMULATOR
gasdicht
D2
MADE IN GERMANY
DEAC NICKEL-CADMIUM AKKUMULATOR
gasdicht
BD 3
120 mAh
NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO IN QUALSIASI POSIZIONE
RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE
AGENTE GENERALE PER L'ITALIA:
TRAFILERIE e LAMINATOI di METALLI S.p.A. - MILANO
VIA A. DE TOGNI N. 2 - MILANO - TELEF.: 87.69.46 - 89.84.42
Rappresentante: Ing. GEROLAMO MILO
Via Stoppani, 31 - MILANO - Tel. 27.89.80

ANNO XXXIV 3

MARZO 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente **Alfonso Giovene**
Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Tre milioni di teleabbonati in Italia

La RAI ha comunicato che al 15 febbraio 1962 il numero di abbonati alla TV era di 3.033.043.
Cifra veramente cospicua e da meditare e degnamente commentare, anche perchè in recenti dibattiti e polemiche riportate dalla stampa quotidiana e settimanale è stata ingiustamente accusata di essere un trattenimento piuttosto deteriore e diseducatore.
Ma pur essendo oggi, da me ben lungi l'intenzione di entrare in tale polemica mi limiterò a far osservare che la migliore risposta a tali incaute e troppo formalistiche asserzioni è stata data proprio dalla notizia RAI sopra riportata. Ed è bene notare che più che al traguardo dei 3 milioni si deve guardare all'incremento degli abbonati in questi ultimi sei mesi.
Ricorderemo infatti che all'inaugurazione dell'ultima Mostra Nazionale della Radio a Milano nello scorso settembre venivano dichiarati ufficialmente dalla RAI circa 2.500.000 teleabbonati.
In 6 mesi vi è stato un incremento di quasi mezzo milione di abbonati, pari a più di 80.000 in media al mese. Una cifra veramente eccezionale che si approssima alle migliori medie incrementali mensili della TV inglese, che oggi vanta quasi 12 milioni di teleabbonati.
Ho voluto citare come riferimento la TV inglese, inquantochè coi suoi attuali 12 milioni di abbonati e con i suoi 25 anni di anzianità trovasi in testa alle Nazioni europee. Pertanto il ritmo attuale dell'incremento dei teleabbonati italiani è il miglior sintomo della vitalità e dello sviluppo della nostra TV.
Ed è un chiaro e sicuro indice dell'interesse e del gradimento del pubblico di questo comodo e moderno mezzo di informazione di svago e di cultura.
Non sarà sempre una cultura col C maiuscolo, ma sarà comunque per moltissime persone una fonte di aggiornamento culturale utilissima e di facile accesso.
Dirò subito che questo riconoscimento, accostato all'opinione corrente che gli italiani passino gran parte del loro tempo libero davanti al televisore, viene considerato con dispregio da parte di quel mondo della cultura che non vuol riconoscere alcun valore educativo a questo moderno mezzo di comunicazione, deducendone la visione di una futura massa amorfa e suggestionata ad insufficiente livello.
Sta però il fatto palmare ed evidente della sempre maggiore diffusione della TV in ogni regione d'Italia anche nelle più povere e sottosviluppate.
A questo, ha contribuito in modo notevole l'avvento del 2° programma che si può oggi considerare a più di quattro mesi dal suo inizio, entrato ormai nella consuetudine di almeno il 40% dei teleabbonati italiani.
Con l'estendersi via via durante il corrente anno della rete dei trasmettitori e ripetitori della RAI dedicati al 2° canale in U.H.F. si avrà un corrispondente ulteriore incremento di teleabbonati, favorito anche dall'accresciuto tenore di vita di molti strati di popolazione alla quale era sinora considerato proibitivo l'acquisto di un televisore.
Ed è anche sintomatico rilevare che una delle prime manifestazioni di benessere è proprio l'acquisto del televisore. Ciò è di buon auspicio oltre che al costante miglioramento della vita sociale italiana, anche alla prosperità della nostra industria radioelettronica che dà vita e lavoro a centinaia di migliaia di commercianti e tecnici direttamente od indirettamente ad essa collegati.

A

dott ing. Alfredo Susini

Ma, a cosa servono questi centri di ricerca internazionali?

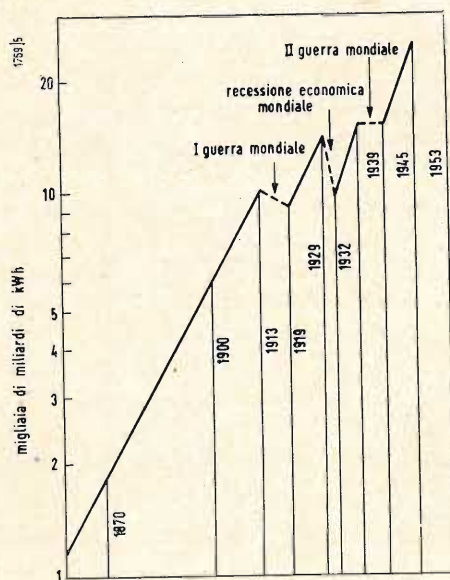



Fig. 1 - Incremento della produzione mondiale di energia.

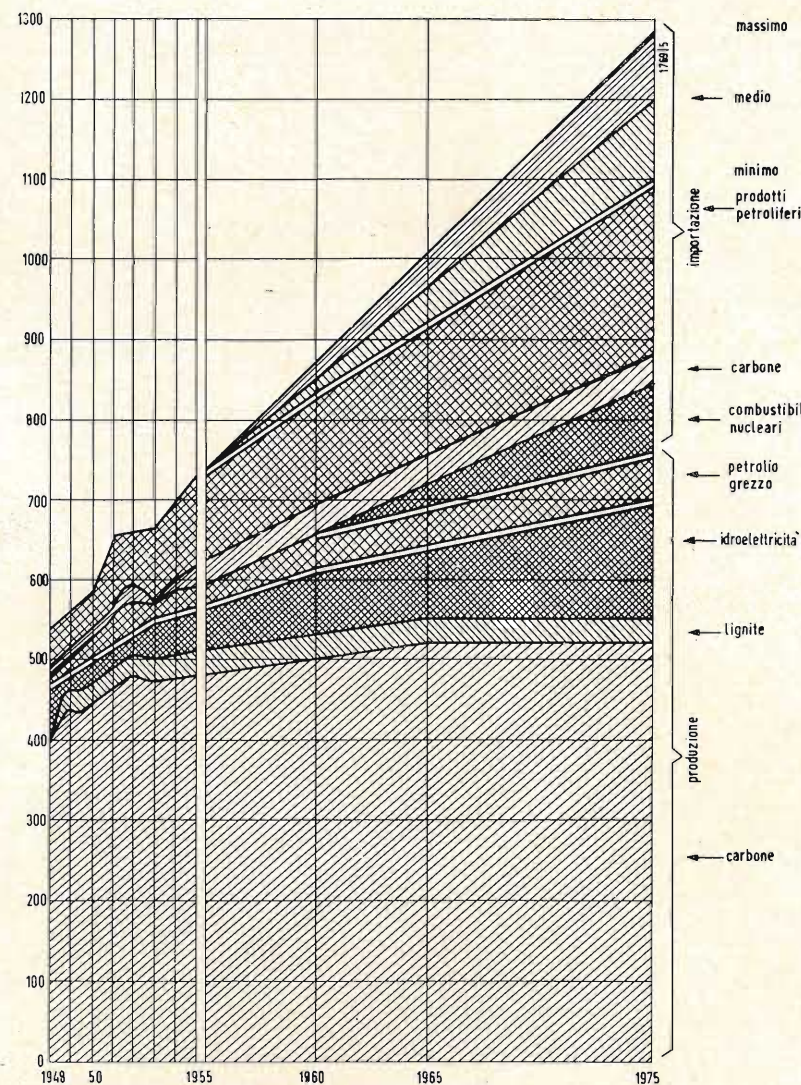
1. - INTRODUZIONE

Quando, sempre più raramente ormai, ritorno al natio paesello, incontro vecchi amici e conoscenti i quali, fra l'altro, si informano sulla mia attività in Isvizzera. Dopo aver spiegato che lavoro al Centro Europeo per la Ricerca Nucleare, occupato nella costruzione di apparecchi per la fisica delle alte energie, devo rispondere immancabilmente alla domanda: ma a cosa servono questi centri di ricerca? e, senza lasciarmi il tempo di spiegare, con aggressività: beato tu che hai trovato la greppia! o, con ipocrita modestia: già, tu solo puoi capire queste cose, noialtri, poveri mortali non ci arriveremo mai! Approffittando della ospitalità concessami dal direttore de *l'antenna*, cercherò di rispondere in ordine a queste domande. Credo che l'argomento sia di interesse generale perchè rievocherà i problemi e gli aspetti più caratteristici della epoca che stiamo vivendo.

2. - PERCHÈ È NECESSARIO STUDIARE LA FISICA ATOMICA?

Rispondere a questa questione mi obbliga a risalire molto indietro nel tempo. Qualunque sia la definizione di « civiltà» nessuno negherà che l'uomo può dedicarsi ad un lavoro filosofico, artistico, letterario, scientifico, solo quando i suoi bisogni immediati concernenti il cibo, la difesa, l'abitazione sono stati soddisfatti. E perchè lo siano, bisogna che qualcuno, volente o nolente, se ne occupi. I presupposti per il manifestarsi di una civiltà richiedono che la società sia divisa in classi. Ai gradini più bassi stanno gli schiavi, i quali esercitano ovviamente i lavori più duri e pericolosi, poi vengono i sorveglianti di schiavi, poi una classe intermedia che denomineremo convenzionalmente dei « mercanti » e, sopra tutti, la classe dominante. Da essa provengono i fondatori ed i continuatori della civiltà. Una società siffatta parrebbe un elemento statico, atto a mantenersi per millenni; in realtà salvo che per l'esempio cinese, la storia registra un accavallarsi di vari tipi di civiltà più o meno rapidamente sorgenti e tutte rapidissimamente declinanti. Infatti, i benefici goduti dalla casta superiore tendono a diffondersi a quella immediatamente inferiore; ne segue una maggiore richiesta di sorveglianti ed una ancor maggiore di schiavi. Finchè quindi sarà possibile razziare od assoggettare i paesi confinanti, la civiltà si troverà in fase di espansione. Il fenomeno seguirà nel tempo una legge di tipo esponenziale. E poichè in natura tutti i fenomeni esponenziali sono costretti ad un certo punto ad arrestarsi e seguire, molto spesso, una fase decrescente molto più rapida della precedente, (si ricordi a proposito il funzionamento del multivibratore) arriverà un certo momento in cui diventerà difficile procurarsi altri schiavi, o, per lo meno, procurarseli col ritmo dovuto. L'intero sistema entra in crisi e la civiltà decade. Semplici ricordi di liceo ci riportano alla mente i nomi dei persiani, degli egizi, dei romani, degli arabi, degli spagnoli. Fu all'inizio del secolo scorso che ci si accorse, dapprima in Inghilterra, che gli schiavi, ovvero i motori umani, potevano con vantaggio essere sostituiti da motori meccanici. Le classiche guerre di conquista di tipo romano non avevano più ragione di essere. Bisognava tuttavia produrli, questi schiavi meccanici, e questo comportò la prima rivoluzione industriale con tutti i rivolgimenti che ben conosciamo. In questi ultimi anni lo sviluppo dell'automazione ne rappresenta una seconda rivoluzione industriale. Le applicazioni dell'elettronica hanno dimostrato che un'altra classe di esseri umani, i sorveglianti, può essere sostituita con miglior rendimento da sorveglianti elettromeccanici. La classe dei « sorveglianti » andrà ad ingrossare quella dei « mercanti » e questa la classe dominante. Aumenterà di conseguenza il numero di schiavi meccanici e di sorveglianti elettronici. E già si pensa a sostituire una parte dei « mercanti » con altrettante calcolatrici elettroniche.

D'altra parte, guai se una benchè minima parte di questa popolazione elettromeccanica dovesse rimanere inoperosa, sarebbe l'inizio della fase discendente. Occorre quindi che quelle macchine destinate a produrre altre macchine (le macchine utensili) trovino sbocchi per la loro attività, occorre che la civiltà attuale si espanda tra i popoli che ancora non la conoscono, tra i cosiddetti popoli sottosviluppati.

Le condizioni di stabilità della nostra civiltà dipendono quindi da una reazione positiva; l'equilibrio è instabile e siamo quindi autorizzati a parlare di « miracolo » italiano, tedesco ecc. fintanto che l'espansione avviene nella buona direzione.

Tuttavia un punto in comune è rimasto tra la nostra civiltà e quelle del passato: gli schiavi, meccanici od umani, hanno bisogno di nutrirsi. A quello umano si può dare cibo di seconda qualità, mal cotto e peggio presentato, ma gli si deve somministrare quel dato numero di calorie in relazione al lavoro che gli si richiede, altrimenti il poveretto lavora di meno e muore; alle macchine occorre fornire il combustibile nella misura stabilita dalle leggi della termodinamica (più le perdite) e di qualità eccellente altrimenti la macchina si ferma.

Mi pare che il problema più grave dei prossimi anni sia, non tanto quello di alimentare la popolazione umana, ma quello di nutrire in energia questa sterminata e vorace popolazione meccanica, il cui numero e fabbisogno aumenta in maniera vertiginosa.

Le fig. n. 1 e 2, tolte da un famoso rapporto dell'OECE del '56, rappresentano il fabbisogno d'energia presunto per i prossimi anni, e la provenienza. Se la estrapolazione è possibile per l'Europa, regione ormai industrialmente stabilizzata, ogni previsione riguardante il fabbisogno mondiale è impensabile. Si tenga presente che esistono attualmente in Asia, Africa, America Latina, più di due miliardi di uomini che tentano di portarsi al livello europeo. Per il noto sfasamento esistente tra miglioramento delle condizioni sanitarie e condizioni economiche, queste popolazioni si stanno moltiplicando col ritmo del 3% e più all'anno. Indagini statistiche prevedono per la fine del secolo un numero di esseri umani di cinque-sei miliardi. Da dove provverrà l'energia necessaria a fornire a tutti il conforto minimo paragonabile a quello di cui godiamo noi europei attualmente? Come sarà possibile assegnare ad ogni capofamiglia un posto di lavoro in un'industria, fare in modo che ogni casa sia provvista di una dotazione minima di elettrodomestici, di un mezzo di trasporto? E dove saremo noi europei, noi che in poco più di un decennio siamo passati dalla bici-

Fig. 2 - Consumo e provenienza di energia nei Paesi dell'OECE (in milioni di tonnellate di carbone).

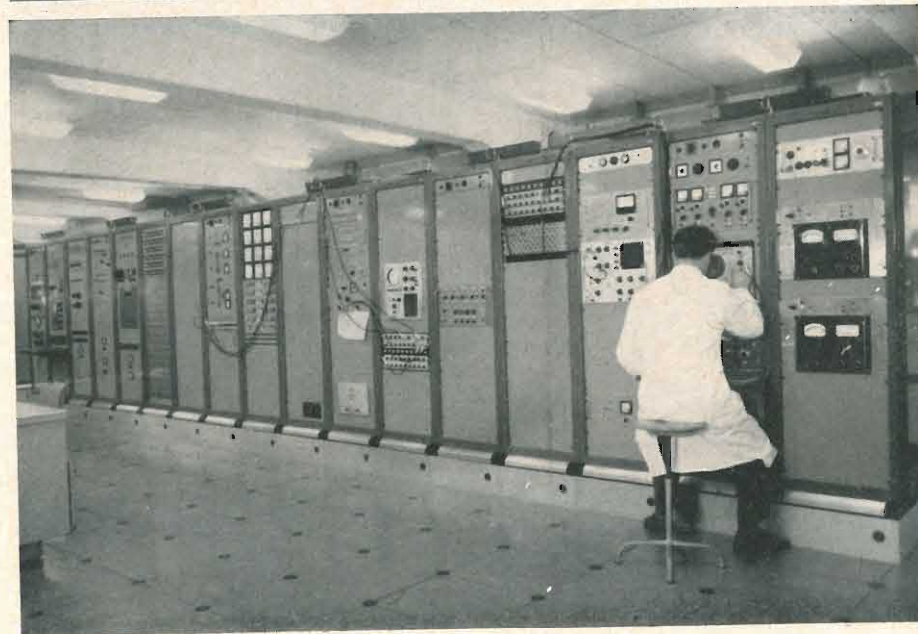
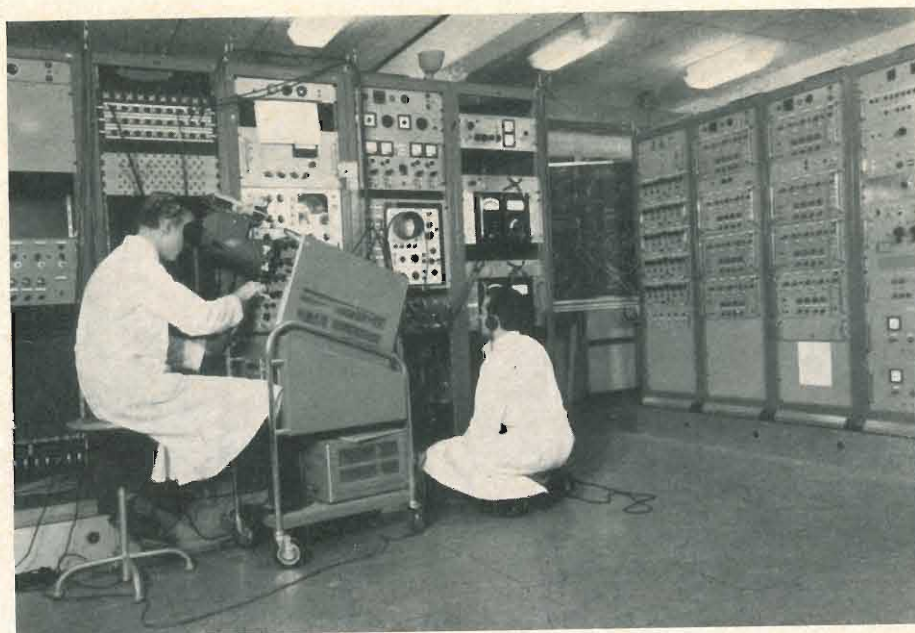



Fig. 3 - Particolari della sala controllo del Sincrotrone a protoni del CERN.

cletta alla motoretta ed all'auto di lusso?
Da dove proverrà l'energia per azionare tutti i motori necessari?
Non sarà certo l'emigrazione su altri pianeti a risolvere il problema, come si sente favoleggiare, se è vero che occorrono migliaia di tonnellate di combustibile per spedire nel cosmo una scimmietta.
Occorre al più presto, molto presto, trovare nuove fonti di energia, prima che quelle attuali diano segni di stanchezza, provocando l'inversione della pendenza della curva esponenziale. Il campo di attività che si presenta ai ricercatori è straordinariamente vasto: tra le più importanti, ricorderemo l'energia di fissione, l'energia solare, delle maree, per conversione termoelettrica dell'attività degli isotopi. Attualmente, purtroppo, il quadro energetico si presenta a tinte molto scure.
Se le riserve di carbone, al ritmo attuale di estrazione, sembrano dover bastare per molte centinaia d'anni, quelle petrolifere, nonostante i recenti ingentissimi rinvenimenti, saranno verosimilmente sufficienti per meno di un secolo. Inoltre lo sfruttamento comporterà una sensibile alterazione della composizione dell'atmosfera. Poichè l'anidride carbonica ne aumenta il potere riflettente, pare che l'irradiazione termica notturna del suolo dovrà diminuire sensibilmente. Ciò comporterebbe un aumento della temperatura media della terra, già in atto sensibilmente da qualche decennio, con gravi conseguenze sulle condizioni ecologiche.
Come appare dalla fig. 2, la soluzione al problema energetico non proverrà

dalle centrali a fissione. Nonostante i futuri perfezionamenti che è lecito attendersi, le cause sono dovute al costo eccessivo ed alla pericolosità degli impianti, alla necessità di tutta una serie di officine e personale specializzatissimo, ma sopra tutto alle enormi quantità di scorie radioattive che non si sa come eliminare senza correre pericoli imprevedibili. Le altre sorgenti forniscono per ora quantità trascurabili.
Attualmente non vi è altro da fare che mettersi al lavoro con molta buona volontà, pianificando le ricerche, preparando personale tecnico sempre più numerose e cercando di procurarsi ingentissimi finanziamenti.
I governi attuali, occupati in meschine beghe politiche, non sono in grado di afferrare l'importanza di quanto ci si attende da loro e di quanto potrebbero fare. Quanti uomini politici conoscono la differenza tra kW e kWh?
Fortunatamente, lo stato di guerra fredda esistente da quindici anni favorisce enormemente lo sviluppo delle applicazioni militari della scienza e per riflesso anche di quelle a scopi pacifici. Di molte conquiste scientifiche e tecniche dobbiamo essere grati, anche se contro voglia, ai militari ed ai politici.
E poi esistono gli istituti di ricerca sulla fisica applicata. Ottimi, in Europa, quelli inglesi e francesi. Quando poi i problemi da studiare sono di interesse internazionale e di mole tale da non poter essere sopportabili finanziariamente da un singolo stato, provvedono gli istituti di ricerca internazionali.

3. - DUE ISTITUTI INTERNAZIONALI DI RICERCA: L'EURATOM E IL CERN

In attesa di veder sorgere un istituto russo-americano per lo studio delle alte energie, di cui si parla da tempo, in Europa l'Euratom ed il CERN sono entrati in attività.
Il primo, oltre a questioni economiche e commerciali connesse con il Mercato Comune, si occupa di promuovere gli studi sulla realizzazione di reattori utilizzabili da un punto di vista industriale, con lo scopo di produrre energia elettrica ad un costo competitivo. Non si dimentichi che attualmente esistono al mondo varie decine di tipi di reattori, tra i quali solo l'esperienza indicherà quello più efficiente. È un pò la situazione che si presentava al secolo scorso quando si discuteva se per la trazione fosse più conveniente il motore a vapore, quello a gas, a petrolio, ad aria compressa, a soda caustica. Qualche imprudente osava proporre motori elettrici azionati a pile.
Un altro campo che qualche anno fa pareva giustificare grandi speranze è quello della fusione di atomi leggeri. Si sperava di potere ricavare energie elettrica direttamente senza passare per la fase termica e senza avere alcun tipo di scorie radioattive. In realtà l'esperienza ha dimostrato che l'ottimismo era prematuro. Tutto un nuovo campo della fisica, allora completamente sconosciuto è attualmente studiato con accanimento da centinaia di ricercatori. Somme notevoli vi sono state investite un pò dovunque, specialmente in Germania ed Inghilterra.
Anche in questo campo l'Euratom apporta il suo contributo, sia creando un proprio centro a Frascati, sia incoraggiando finanziariamente i vari laboratori nazionali.
Molto remoti sono invece i risultati tangibili che ci si può attendere dal CERN.
Su due macchine acceleratrici di protoni, un sincrociclotrone da 600 MeV ed un sincrotone da 28.000 MeV vengono effettuati esperimenti aventi per scopo lo studio delle proprietà e della costituzione della materia. Si tratta quindi di fisica pura. È difficile dire se e quando si potranno ritrarne utilizzazioni pratiche. Ricordiamoci solo che tanti anni fa, mentre la maggior parte dei tecnici si affannava attorno ai primi motori a vapore, un distinto signore con una pinzetta bimetallica faceva sussultare delle cosce di rana appese alla ringhiera del terrazzo.
Benchè le somme con cui i governi membri contribuiscono al funzionamento del CERN sia trascurabile in confronto a quelle dedicate ai rispettivi dicasteri militari, è confortevole vedere come l'idea di aiutare la fisica pura si vada facendo strada. Il solo vantaggio immediato che i governi ne ritrarranno è quello di preparare una classe di specialisti e di insegnanti, non certo il prestigio di bandiera, tipo competizione sportiva. Nessun antagonismo nazionalista esiste tra i 1500 dipendenti.

4. - LA « GREPPIA »

Perchè un ente possa trasformarsi in « greppia » occorre che si verifichino due condizioni: dei capi che si interessino al numero, ma non all'attività del personale, e subalterni cui basti la sola presenza fisica per aver adempiuto agli obblighi verso l'ente datore di lavoro.
Tali condizioni non si verificano al CERN, semplicemente perchè contrarie all'interesse dei singoli.
I laureati, per ragioni di carriera all'interno dell'organizzazione e fuori, ricercano e promuovono lavori importanti per mole o per novità. I tecnici, facilitati dall'esperienza quotidiana, cercano in qualche modo, fra le tante università europee, di ottenere lauree e diplomi in fisica. Il personale inferiore tende, frequentando le ottime scuole ginevrine, a passare nella categoria dei tecnici. Almeno tre meccanici si dilettano colla costruzione di elicotteri, moltri altri con quella di piccoli aerei; tutti mi hanno assicurato che ciò è stato loro facilitato dall'ambiente di lavoro.
Può accadere invero ad un osservatore frettoloso di ritrarre un'impressione di scarsa operosità al vedere qualcuno, nei

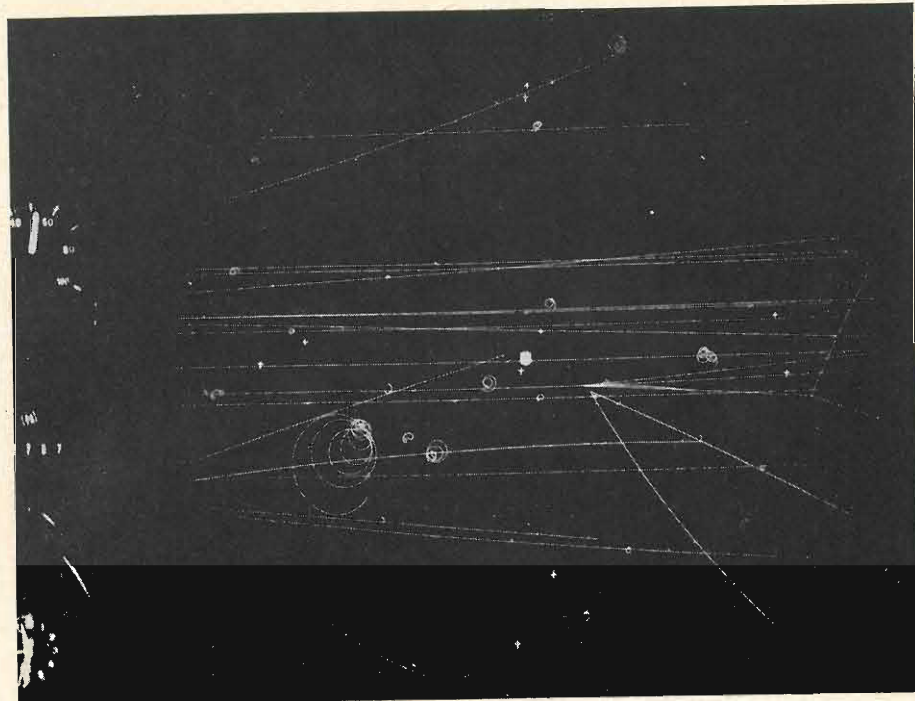



Fig. 4 - Produzione di iperoni Λ a 16 Ge V nella camera a idrogeno liquido.

laboratori, intento a leggere un giornale o gruppi di persone a discutere comodamente assise sulle poltrone del caffè. Per quanto riguarda i giornali sono costretto a dilungarmi sul genere di attività che viene svolta al CERN e sul personale.
Innanzitutto quest'ultimo è diviso in due categorie, i permanenti (in gergo: lo staff) ed i visitatori. I primi sono quelli che hanno costruito le due macchine, che attendono alla manutenzione ed ai miglioramenti e sopratutto alle apparecchiature per la loro utilizzazione. Si tratta di costruire i bersagli su cui vanno ad urtare i protoni, le cosiddette « targhette », preparare i canali per prelevare le particelle secondarie provenienti dalle targhette, per osservarle mediante svariati tipi di camere, di Wilson, a propano, a idrogeno liquido a scintillazione, per misurarne massa ed energia mediante magneti analizzatori, separatori elettrostatici ed a radiofrequenza. L'esperienza dimostra che la costruzione e l'esercizio di queste apparecchiature ausiliarie richiede uno sforzo tecnico e finanziario dello stesso ordine di quello necessario a costruire le macchine acceleratrici.
L'altra categoria di personale, i visitatori, sono fisici provenienti da laboratori ed università nazionali che intendono eseguire esperimenti.
Qualunque fisico, appartenente ai paesi membri, ha il diritto di richiedere al CERN l'uso delle macchine per un certo (breve) periodo di tempo. Un apposito comitato giudica in proposito e stabilisce il periodo entro cui la macchina è disponibile. Molto tempo prima della data prevista, arrivano gli apparecchi costruiti presso i laboratori nazionali con i meccanici e i tecnici per la messa a punto. Può accadere che, per una ragione qualsiasi, la data d'inizio dell'esperimento venga rinviata di qualche giorne, e sarà per costoro qualche giorno d'ozio da sopportare. Non appena però la macchina è concessa, tutti saranno occupatissimi a sorvegliare, a debita distanza, il funzionamento degli strumenti (fig. 3). Normalmente un esperimento si potrae per diversi giorni. Il costo orario delle macchine acceleratrici, anche se non funzionanti è elevatissimo; non è quindi concessa alcuna sosta. I risultati vengono registrati su fotografie che subiscono un primo vaglio presso i laboratori nazionali. Vengono ritenute quelle come in fig. 4, 5, che registrano qualche evento particolare, per essere in seguito accuratamente misurate, anzi, « scannate » con dispositivi fotomeccanici che ricordano quelli per la restituzione del rilievo aerofotogrammetrico. Una intera divisione del CERN è dedicata prevalentemente a questo lavoro. Per quanto riguarda le persone che discutono al caffè, vorrei dire che è un bene e che bisognerebbe, anzi, incoraggiare l'usanza. Il caffè è l'unico locale dove sia possibile incontrare colleghi difficilmente reperibili altrove, informarsi sul lavoro, scambiarsi reciprocamente dei consigli, e, sopratutto per gli elettronici di evitare di eseguire inconsapevolmente lo stesso lavoro. Infatti, una delle più grandi difficoltà riscontrate nel funzionamento dei grandi istituti di ricerca è proprio quella dell'informazione. Gli uni non hanno né voglia, né tempo di scrivere rapporti sullla loro attività; e se proprio vi sono costretti, lo fanno molto in ritardo presentando i risultati positivi e tacendo, cosa che sarebbe la più importante, quelli negativi e gli insuccessi. Gli altri, per contro, non dedicherebbero attenzione alla valanga cartacea che verrebbe a depositarsi giornalmente sul loro tavolino.

5. - IL LAVORO DEL RICERCATORE

Contrariamente a quanto potrebbe credersi, il progresso dell'elettronica non avviene gradualmente. Non è una costruzione armoniosa, crescente in modo uniforme, dove ogni piccolo progresso è il risultato dell'esperienza precedente. No, lo sviluppo avviene in maniera discontinua, come una successione di esplosioni. Appena un nuovo campo di indagine si schiude, tutti vi si gettano disordinatamente, furiosamente. Ognuno, in gran fretta, sviluppa una sua teoria ed una sua tecnica di sperimentazione, incurante ed inconsapevole di quanto stanno facerdo altri ricercatori sullo stesso problema ed è curioso osservare come le cose appaiano all'inizio complicatissime.
Quando finalmente ci si decide ad organizzare un congresso, o è passato molto tempo, e quindi l'interesse non è più acuto, o siamo ancora in fase di sviluppo tumultuoso. Si assiste allora ad un accavallarsi di comunicazioni slegate ed ad un linguaggio intelligibile solo all'oratore. Può accadere che ad un congresso previsto per la durata di tre giorni su un argomento ristrettissimo vengano presentate un centinaio di comunicazioni.
In questi ultimi anni abbiamo assistito a moltissime di queste « esplosioni ». Ricorderemo i servomeccanismi, i calcolatori analoghi, quelli digitali, la fisica del plasma, i tubi a iperfrequenza, i transistor, i diodi tunnel. Attualmente è il momento della criogenia.
In un tale stato di cose i veri specialisti sono coloro che dedicano lunghi anni al perfezionamento del ritrovato al fine di renderlo industrialmente utilizzabile. Si tratta di una lavoro da certosini, niente affatto appariscente, che richiede cognizioni non comuni in svariati campi della tecnologia. Gli altri, i ricercatori non possono essere specialisti, Il loro lavoro consiste nell'ottenere nel più breve tempo possibile risultati positivi per dimostrare che una certa cosa è possibile, che una tale teoria è verificata dall'esperienza. Il proseguimento del lavoro ed il perfezionamento deve essere affidato ad altri. E subito si può affrontare un altro argomento. Ne segue la situazione paradossale che un ingegnere impiegato nella ricerca elettronica è sempre un principiante. Non esiste tempo sufficiente ad approfondire le teorie, bisogna affidarsi prevalentemente all'intuito, ben separare i problemi per potere mettere a nudo quello fondamentale, saper sfruttare intelligentemente quanto fatto in precedenza dagli altri. Sopratutto mai lasciarsi tentare da soluzioni eleganti e complicate. Quello del ricercatore è un mestiere che si impara dopo molto tempo. Non occorrono doti eccezionali. *A*

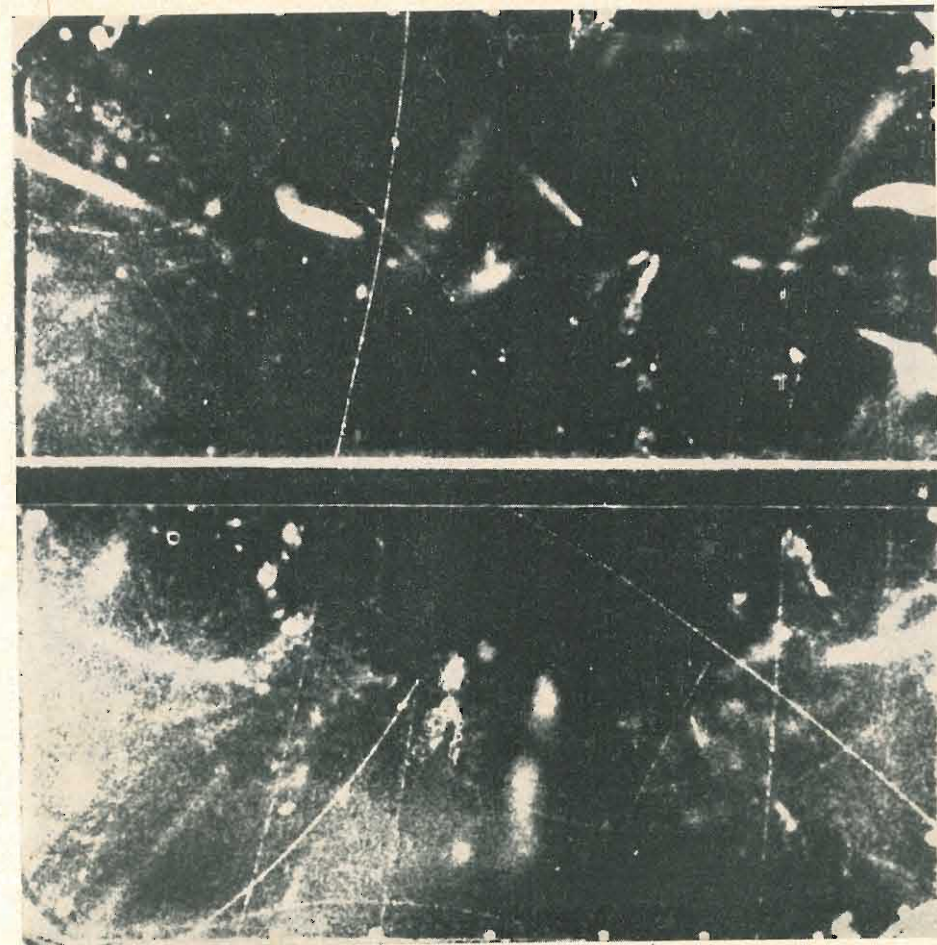
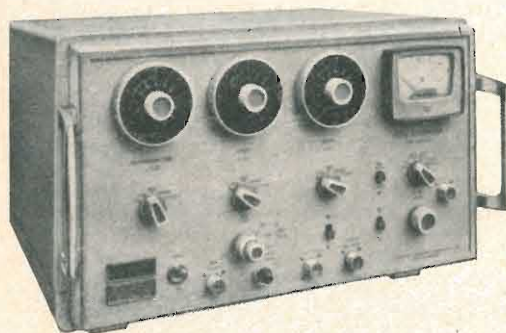



Fig. 5 - Produzione di una coppia di Mesoni K^+, K° alla camera di Wilson.

dott. ing. Giuseppe Baldan

Un generatore di impulsi della Solartron

Un generatore di impulsi è certamente un apparecchio del quale non si può mettere in dubbio l'utilità. Tuttavia le descrizioni di questo genere di apparecchi sono molto rare; la spiegazione di questo fatto si può trovare pensando che è relativamente difficile ideare e mettere a punto un apparecchio di questo tipo, perchè quasi infiniti sono gli artifici ai quali è opportuno ricorrere sia sul piano teorico, sia su quello pratico.
Speriamo perciò che questo articolo interesserà più di un tecnico, in quanto sveleremo alcuni « segreti » utilizzati dalla Solartron per la realizzazione del suo generatore di impulsi tipo GO-1005.

1. - CONCEZIONE GENERALE

Lo schema semplificato della fig. 1 ci aiuta a formarci una visione d'insieme del generatore che, come vedremo, è composto da un numero considerevole di circuiti.
Il primo è costituito da un multivibratore simmetrico a frequenza variabile i cui segnali sono utilizzati per comandare gli stadi generatori di impulsi.
Si noti che il multivibratore può essere comandato anche da un segnale esterno, questo caso rappresenta però l'eccezione, non la regola.
Il segnale interno o l'esterno comandano attraverso uno stadio di accoppiamento un circuito a bilancia di Schmitt all'uscita del quale si ottengono dei segnali rettangolari di ampiezza costante e di frequenza uguale a quella del segnale di comando.
Questi segnali dopo la differenziazione vengono applicati ad uno stadio limitatore all'uscita del quale si raccolgono solo gli impulsi negativi che servono per sbloccare un circuito monostabile le cui caratteristiche sono utilizzate per ottenere un segnale rettangolare di durata variabile e regolabile; tale circuito viene indicato come circuito di ritardo.
Questi segnali rettangolari vengono amplificati e applicati a due amplificatori limitatori ad accoppiamento catodico; il primo di questi fornisce secondo il caso un impulso negativo o positivo che corrisponde al fianco *anteriore* della cresta di comando e che costituisce il cosidetto *preimpulso* dotato di un certo sfasamento. Il secondo amplificatore fornisce invece un impulso negativo corrispondente al fianco *posteriore* della cresta di comando.
Gli impulsi negativi in uscita dal secondo limitatore e dal circuito a bilancia di Schmitt vengono poi applicati ad un nuovo circuito monostabile, all'uscita del quale si hanno degli impulsi di durata variabile e regolabile (sia impulsi semplici, sia impulsi doppi) che vengono trasmessi, attraverso uno stadio di accoppiamento ed un complesso limitatore, all'amplificatore di uscita. Un alimentatore completa l'apparecchio, esso fornisce solo delle tensioni negative (regolate) perché il polo positivo è collegato a massa. Questa soluzione ha, come vedremo, la sua importanza, perché permette di realizzare in modo molto semplice gli accoppiamenti diretti molto frequenti nel generatore.
Esaminiamo ora separatamente i singoli stadi e la loro funzione.

2. - CIRCUITO DI SBLOCCO INTERNO

Si tratta di un circuito simmetrico realizzato con un doppio triodo ECC88 (V_4). La variazione di frequenze si ottiene giocando sulle costanti di tempo degli accoppiamenti, si sono previste parecchie regolazioni in modo da ottenere un buon ricoprimento delle varie gamme.
Queste vengono selezionate per mezzo di SW_5 che inserisce dei condensatori di valore più o meno elevato negli accoppiamenti griglia-placca; SW_4 permette invece una variazione di frequenza fra due gamme consecutive; i potenziometri accoppiati RV_3 rappresentano il verniero o, se si preferisce, il comando progressivo della frequenza.
I due diodi V_3 e V_5 (EA76) sono stati inseriti per mantenere ad un potenziale noto e costante la griglia della valvola conduttrice, in modo da avere una maggiore precisione di frequenza.
Il segnale rettangolare in uscita viene prelevato ai morsetti di una delle resistenze di carico da 3,9 kΩ del multivibratore; esso viene applicato alla griglia dello stadio seguente (V_6) per mezzo di un attenuatore compensato, definito in funzione delle capacità parassite di entrata di SW_6 e di V_6.

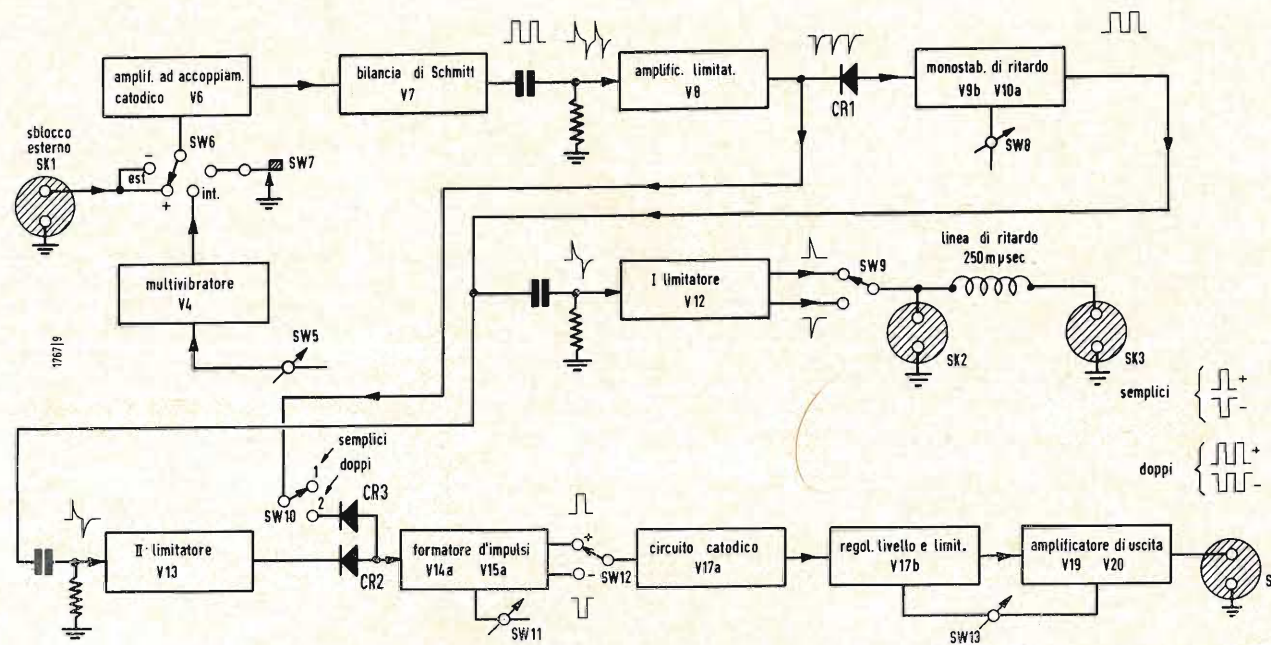



Fig. 1 - Circuito a blocchi del generatore di impulsi Solartron tipo GO-1005.

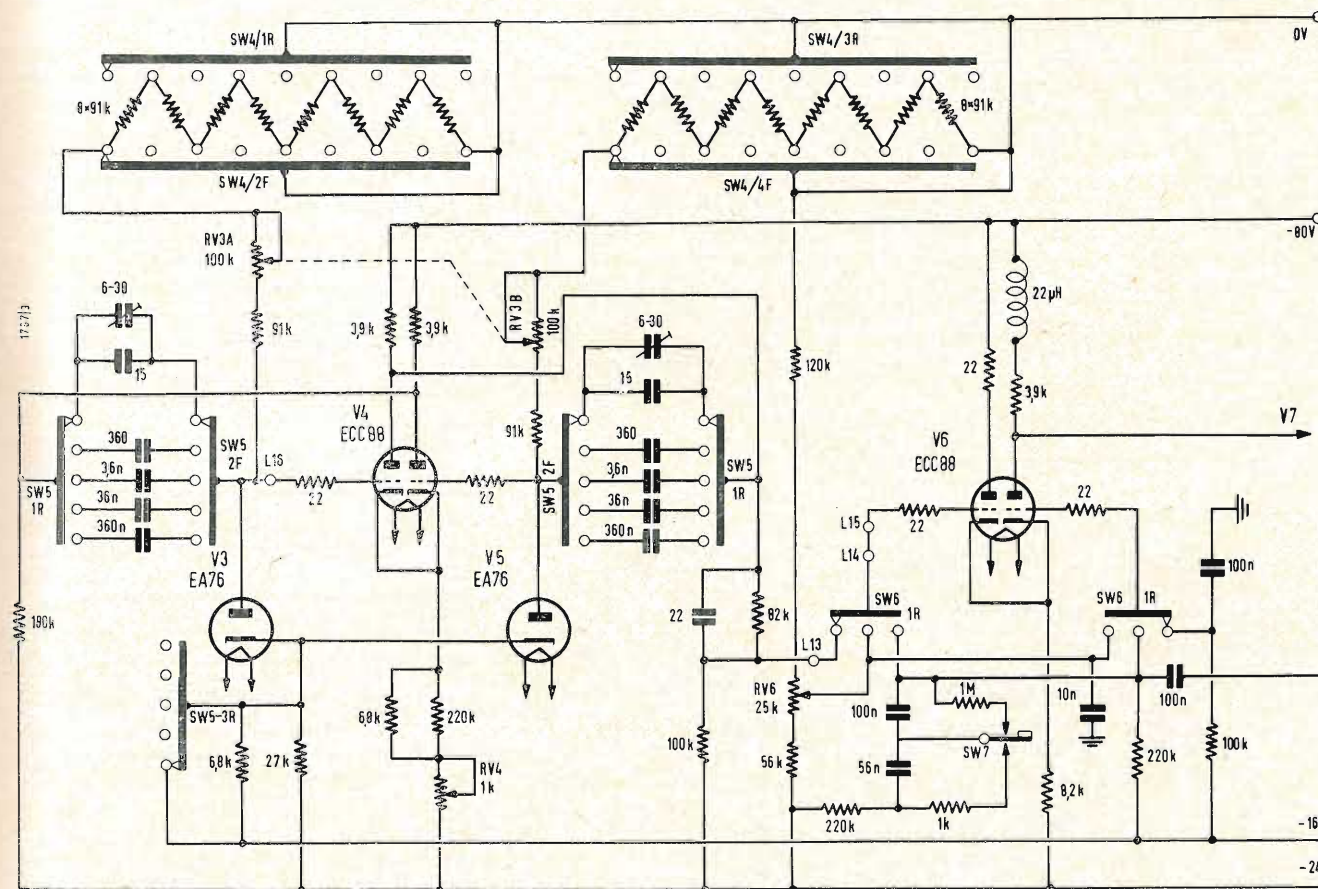



Fig. 2 - Multivibratore simmetrico di sblocco (V_4) ed amplificatore ad accoppiamento catodico (V_6).

3. - AMPLIFICATORE AD ACCOPPIAMENTO CATODICO

Anche il secondo stadio è equipaggiato con un doppio triodo ECC88 (V_6), montato come amplificatore ad accoppiamento catodico. Per mezzo del commutatore SW_6 è possibile applicare all'una o all'altra delle griglie un segnale di comando di origine interna o esterna. Quando il commutatore si trova in posizione « INT » il segnale viene applicato alla griglia della metà sinistra della valvola V_6, l'altra griglia viene invece collegata a — 160 V, attraverso una resistenza da 100 kΩ, disaccoppiata con un condensatore da 100 nF.
Quando il commutatore SW_6 si trova

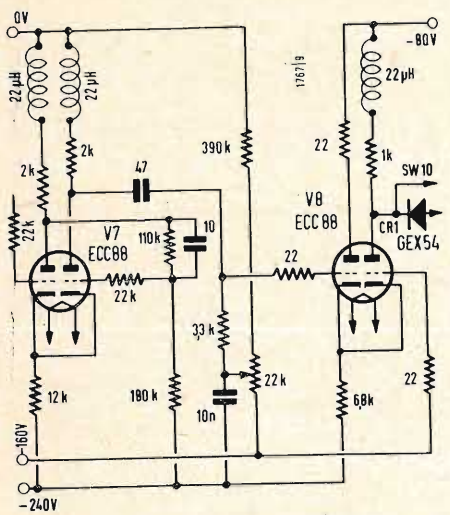



Fig. 3 - La generazione dei segnali viene effettuata da un circuito a bilancia di Schmitt.

in posizione « EST+ », la griglia della metà destra della valvola V_6 viene collegata alla presa corrispondente per mezzo di un condensatore da 100 nF, l'altra griglia ritorna a —240V attraverso un potenziometro da 25 kΩ ed una resistenza da 56 kΩ, disaccoppiati verso massa con un condensatore da 100 nF.
In posizione « EST— » i circuiti utilizzati sono identici, a parte l'inversione delle griglie di V_6; in questa posizione è prevista anche l'utilizzazione del tasto SW_7 che permette di sbloccare manualmente il generatore. Grazie a RV_6 è altresì possibile far variare il punto di funzionamento di questo stadio e quindi fissare il livello di sblocco del generatore in funzione del segnale esterno.
I segnali vengono prelevati ai morsetti della resistenza di carico da 3,9 kΩ. Si noti la presenza in serie a questa resistenza di una bobina di compensazione, destinata ad allargare la banda passante dello stadio.

4. - CIRCUITO A BILANCIA DI SCHMITT

L'accoppiamento fra lo stadio precedente e lo stadio a bilancia di Schmitt è effettuato per mezzo di un collegamento diretto, il ché non è un grosso problema se si tien conto della speciale disposizione dell'alimentazione. Il circuito (V_7) è di per sé stesso uno dei più classici, si notino tuttavia le bobine di correzione in serie alle resistenze di carico anodiche: esse sono destinate a diminuire il tempo di salita dei segnali rettangolari generati dal circuito. Questi segnali vengono poi differenziati con un circuito a resistenza e capacità (C = 47 pF; R = 3,3 kΩ) ed applicati allo stadio seguente.

5. - AMPLIFICATORE LIMITATORE AD ACCOPPIAMENTO CATODICO

Anche qui abbiamo a che fare con uno stadio ad accoppiamento catodico munito di un doppio triodo (ECC38, V_8); tuttavia le diverse polarizzazioni di griglia sono state fissate in modo che quando metà valvola è conduttrice, l'altra metà sia bloccata. In queste condizioni, quando si applica un impulso positivo sulla griglia di comando di questo stadio non si ha alcun segnale sulla resistenza di carico da 1 kΩ, invece, quando arriva dallo stadio precedente un impulso negativo, si ottiene ai capi della resistenza di carico da 1 kΩ una tensione negativa amplificata. Questo impulso servirà a sua volta per sbloccare il circuito monostabile che ora esamineremo.

6. - CIRCUITO MONOSTABILE DI RITARDO

Questo stadio non richiederebbe alcun commento, data la sua notorietà, se non ci fosse la presenza di un circuito ad accoppiamento catodico il quale permette di ottenere dei fronti d'onda particolarmente ripidi. Questo circuito monostabile è realizzato con le due metà dei doppi triodi (ECC88) V_{9b} e V_{10a}; le altre due metà V_{9a} e V_{10b} sono utilizzate per gli stadi ad accoppiamento catodico.
Grazie alla valvola V_{10b}, posta in certo senso in tampone fra l'anodo di V_{10a} e la griglia di V_{9b}. è in effetti possibile ridurre al minimo le capacità parassite di qualsiasi natura, in quanto il comando della griglia di V_{9b} avviene a bassa impedenza; si ha poi un altro vantaggio considerevole in quanto il carico anodico di V_{10a} viene conseguentemente separato dai circuiti che potrebbero fare variare la larghezza dell'impulso generato dal circuito.
Il segnale, prelevato normalmente sull'anodo di V_{9b}, viene trasmesso per accoppiamento diretto alla griglia della valvola V_{9a}, utilizzata in questo caso come stadio di accoppiamento.
All'inizio V_{10a} è normalmente bloccata e V_{9b} è conduttrice; quando si applica all'anodo di V_{10a} un impulso negativo, proveniente da V_8 attraverso CR_1, il circuito commuta: V_{10a} diventa conduttrice e V_{9b} si blocca. Il circuito rimarrà in questo stato fino a che il condensatore scelto per mezzo di SW_8 si è potuto scaricare attraverso le resistenze determinate da SW_2 ed RV_9. Dopo questo ritardo il circuito monostabile ritornerà allo stato iniziale, cioè con V_{10a} bloccata e V_{9b} conduttrice. SW_8, SW_2 ed RV_9 determinano evidentemente il tempo di commutazione del circuito o, se si preferisce, la durata dell'impulso disponibile ai morsetti della resistenza di carico di V_{9b}. Giocando su questi diversi coman-

Fig. 4 - Il circuito monostabile di ritardo (V_{9b}, V_{10a}) utilizza un doppio triodo. Con la valvola V_{10b} è possibile ridurre al minimo l'effetto delle capacità parassite. V_{9a} è un circuito catodico di accoppiamento.

Fig. 5 - Gli stadi limitatori sono costituiti dai due doppi triodi V_{12} e V_{13}.

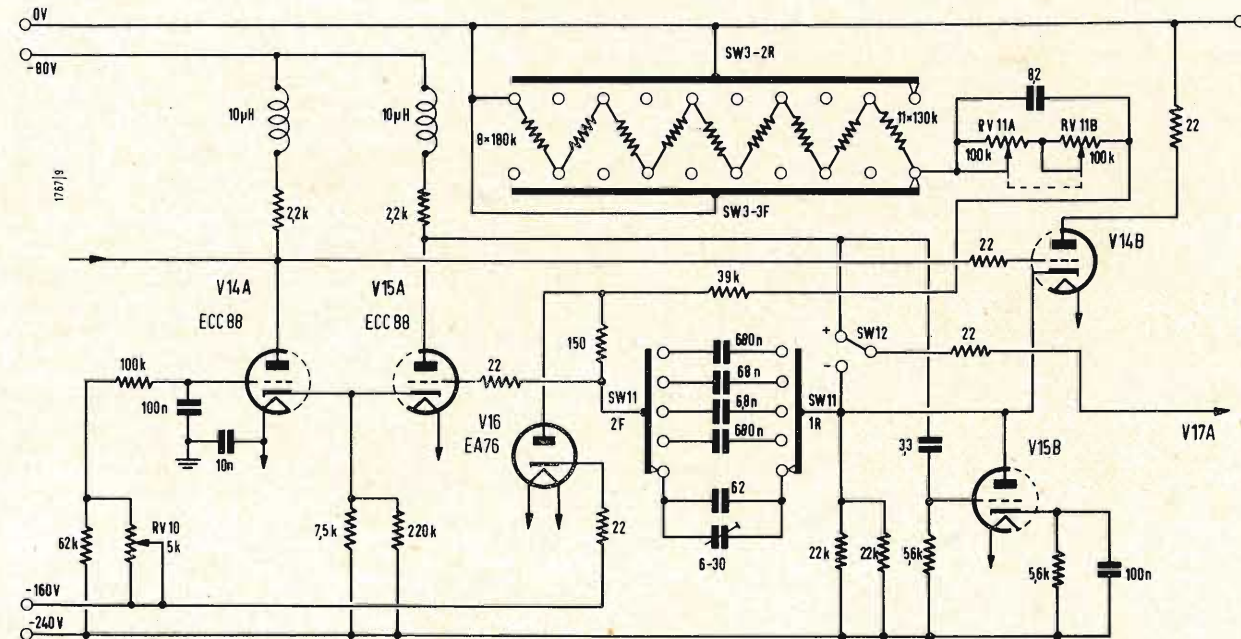
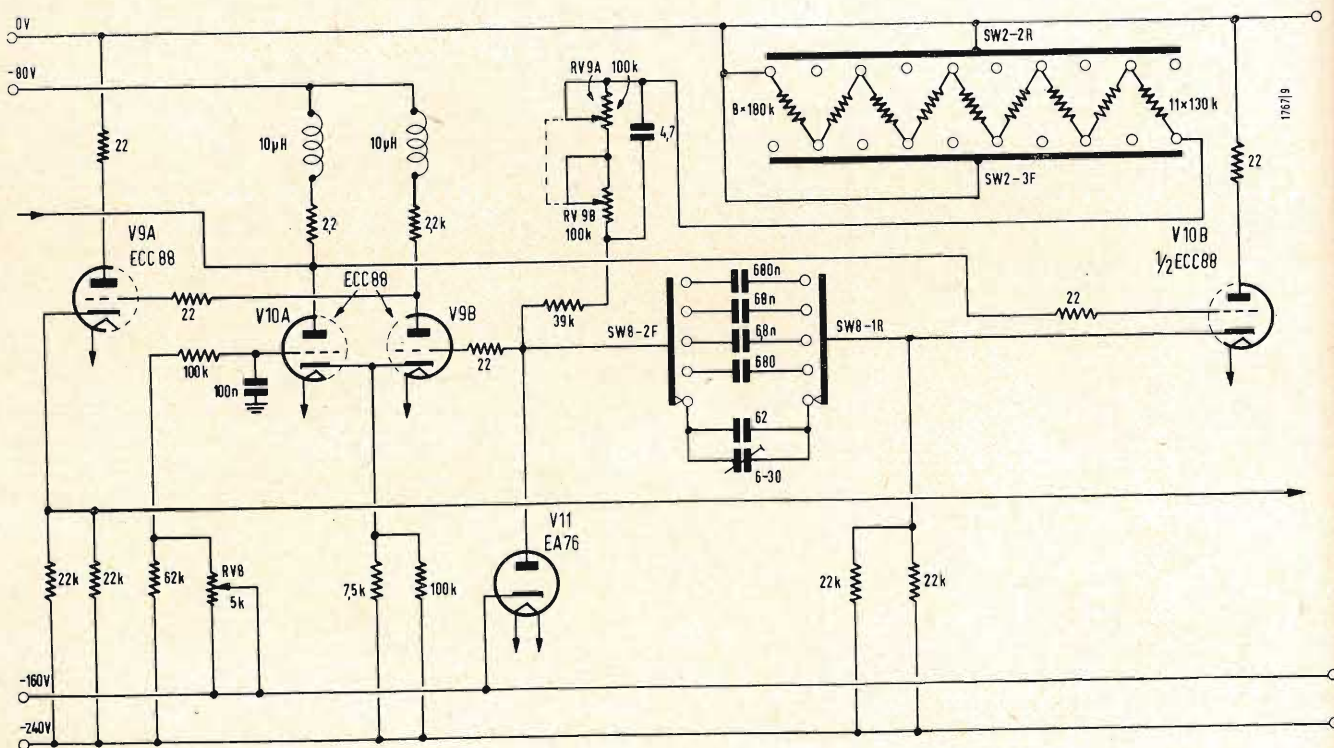



Fig. 6 - Il formatore di impulsi è un circuito monostabile realizzato con V_{14a} e V_{15a}.

di è possibile regolare con continuità questa durata da 250 mμsec fino a 100 msec. Il diodo V_{11}, che ha la funzione di collegare la griglia di V_{9b} a —160V, quando la valvola è conduttrice, contribuisce anche ad assicurare una migliore precisione della durata dell'impulso.

7. - STADI LIMITATORI

Il segnale rettangolare fornito dal circuito monostabile è, come abbiamo visto, disponibile ai capi della resistenza di catodo di V_{9a}; si ha quindi un'uscita a bassa impedenza. Tale segnale è positivo e la sua lunghezza è uguale al ritardo che si vuole stabilire fra il preimpulso e l'impuso propriamente detto. Tuttavia, prima di essere applicato ai due stadi limitatori che seguono, questo segnale viene differenziato per mezzo di due circuiti *RC* perfettamente identici. Il primo limitatore è costituito da un doppio triodo ECC88 (V_{12}), polarizzato in modo che la metà destra sia bloccata quando la sinistra è conduttrice. In questo modo solo gli impulsi positivi (corrispondenti al fianco anteriore del segnale differenziato) possono sbloccare questo stadio amplificatore. Gli impulsi negativi rimangono invece senza effetto. Data la natura stessa dello stadio (accoppiamento catodico), è possibile grazie a SW_9 raccogliere all'uscita di questo stadio un impulso positivo o negativo che sarà chiamato preimpulso; tale preimpulso è d'altronde disponibile anche all'esterno con o senza ritardo secondo che viene prelevato ai morsetti SK_3 o SK_2. Nel primo caso esso viene applicato all'entrata di una linea di ritardo che provoca un ulteriore sfasamento; nel secondo caso esso è disponibile direttamente all'uscita di V_{12}.

Il secondo di questi limitatori è costituito da un altro doppio triodo ECC88 (V_{13}) polarizzato in modo che la metà sinistra sia conduttrice quando la metà destra è bloccata; in questo modo solo gli impulsi negativi (corrispondenti al fianco posteriore del segnale differenziato) possono sbloccare il circuito. I segnali amplificati si ritrovano sui morsetti della resistenza di carico di V_{13} con la stessa polarità. Sono questi i segnali che servono per sbloccare lo stadio seguente.

8. - FORMATORE DI IMPULSI MONOSTABILE

Il funzionamento è praticamente uguale a quello studiato a proposito del circuito monostabile di ritardo. Sono del resto le stesse ragioni che hanno convinto il progettista a prevedere uno stadio di accoppiamento catodico, qui realizzato con V_{14b}. Quindi non ci soffermeremo su questo punto. Esamineremo invece più a fondo l'utilizzazione del circuito propriamente detto.

Fig. 7 - Lo stadio catodico di collegamento è costituito da V_{17a}. La regolazione del livello si effettua in corrispondenza della valvola V_{17b}; V_{19} e V_{20} costituiscono l'amplificatore di uscita.

Fig. 8 - Forma e fasatura dei segnali prodotti nel generatore di impulsi.

Si può ottenere a scelta un impulso semplice oppure un impulso doppio per mezzo del commutatore SW_{10}; quando esso si trova in posizione 1, il circuito monostabile (costituito da V_{14a} e V_{15a}) viene sbloccato solo dall'impuso negativo trasmesso da CR_2 e corrispondente al fianco posteriore dell'impulso generato dal circuito monostabile di ritardo (V_{9a} e V_{10a}).

Quando il commutatore SW_{10} si trova in posizione 2 il circuito monostabile (V_{14a} e V_{15a}) viene sbloccato una prima volta dall'impulso negativo generato da V_8, trasmesso da CR_3 e corrispondente al fianco anteriore dell'impulso generato dal circuito monostabile di ritardo, ed una seconda volta nello stesso modo visto più sopra.

Precisiamo che questo circuito fornisce non degli impulsi a punta ma dei segnali rettangolari la cui durata può essere regolata per mezzo di SW_{11}, SW_3 ed RV_{11}; con questo ultimo potenziometro si può anzi ottenere una regolazione fine.

Il compito del diodo V_6 è lo stesso di quello esaminato nel precedente circuito monostabile; si noti la resistenza posta in serie al suo anodo al fine di ridurre la distorsione a cui sarebbero soggetti gli impulsi più lunghi.

9. - CIRCUITO CATODICO DI ACCOPPIAMENTO

Esso è costituito del semitriodo V_{17a} che riceve sulla griglia, attraverso SW_{12}, dei segnali di polarità positiva o negativa secondo che essi vengono prelevati sulla placca di V_{15a} o il catodo di V_{14b}. Il semitriodo V_{15b} ha lo scopo di diminuire il tempo di salita del fianco anteriore dell'impulso negativo; il suo funzionamento è il seguente: quando si presenta sull'anodo di V_{15a} un impulso positivo a fianco ripido esso viene trasmesso per mezzo del condensatore da 3,3 pF alla griglia di V_{15b}; questa valvola diventa allora conduttrice e, poiché si trova in parallelo al circuito di catodo di V_{14b}, essa scarica così le capacità parassite del circuito di questo tubo, permettendo al fianco anteriore dell'impulso negativo di avere un fronte d'onda estremamente ripido.

10. - REGOLAZIONE CONTINUA DEL LIVELLO E LIMITAZIONE

I segnali disponibili ai morsetti della resistenza di catodo di V_{17a} vengono poi applicati ad un circuito di regolazione del livello ed ad un circuito di limitazione costituito dal mezzo triodo V_{17b} e dal diodo CR_4.

Nelle posizioni 3 e 10 V l'escursione nel campo delle tensioni negative dell'onda rettangolare è determinata dal potenziale di catodo di V_{17b}; tale potenziale è regolabile per mezzo di RV_{12}.

Nella posizione 30 V la tensione continua, fornita ancora dal catodo di V_{17a}, viene tuttavia ridotta con un attenuatore compensato prima di essere applicato alle griglie di comando di V_{19}. Lo stesso avviene nella posizione 100 V, anche se il metodo utilizzato fà in questo caso ricorso ad un divisore costituito da una valvola a gas in serie con una resistenza; grazie a questo sistema è possibile non solo applicare alle griglie dello stadio di uscita una tensione continua meno elevata che nelle altre posizioni, ma anche ottenere dei segnali rettangolari di grandi ampiezze.

11. - AMPLIFICATORE DI USCITA

Esso è del tipo ad accoppiamento catodico ed è realizzato per mezzo di due doppi triodi (V_{19} e V_{20}) montati in parallelo. Il pentodo V_{21} posto nel circuito di catodo viene utilizzato come carico di uscita; il pentodo V_{22} ha lo scopo di fornire un carico costante all'alimentazione. È il doppio triodo V_{20} che costituisce in effetti lo stadio di uscita, l'accoppiamento fra V_{19} e V_{20} si effettua infatti per mezzo del circuito di catodo comune alle due valvole. Si noti che l'anodo di V_{19} è disaccoppiato verso massa per le tensioni alternate.

L'ampiezza del segnale in uscita è regolato sia agendo sul carico anodico di V_{20}, sia facendo variare la corrente che attraversa il pentodo V_{21}; l'intensità di quest'ultima è regolabile per mezzo di RV_{13}. La polarizzazione di griglia della valvola viene regolata per mezzo di SW_{13} in funzione delle varie gamme.

Le polarizzazioni di V_{19} e V_{20} sono del resto regolate in modo che queste valvole siano comandate dai segnali rettangolari provenienti dallo stadio precedente; è per questo che all'arrivo del fianco anteriore di un impulso positivo V_{20} cesserà di condurre e si bloccherà, alla fine dell'impulso si ha poi il fenomeno inverso. Per V_{19} vale il ragionamento reciproco.

L'uscita dello stadio avviene per accoppiamento diretto; il segnale viene prelevato ai morsetti delle resistenze di carico, commutabili per mezzo di SW_{13} ed inserite nel circuito anodico di V_{20}. Si noti che queste resistenze fanno ritorno a massa, il che è assolutamente normale se si pensa al sistema di alimentazione adottato. Si noti pure la presenza di uno strumento di misura in serie con il circuito anodico di V_{21}; la sua indicazione è proporzionale all'ampiezza degli impulsi, esso è in fatti tarato in volt da cresta a cresta.

12. - CARATTERISTICHE DEL GENERATORE

Frequenza degli impulsi: 10 Hz ÷ 1 MHz. Precisione di taratura: ± 5% da 10 Hz a 100 kHz; ±7% oltre i 100 kHz. Larghezza degli impulsi: 250 mμsec ÷ 100 msec con una precisione del ± 5%. Livello degli impulsi: 0,7 V ÷ 100 V con una precisione del ± 3%.

Tempi di salita e impedenza d'uscita:

Livello [V]	Tempo di salita [mμsec]	Impedenza d'uscita [Ω]
3	20	75
10	30	250
30	60	750
100	200	2,5kΩ

Preimpulsi normali: durata 150 mμsec; ampiezza 10 V; polarizzazione positiva o negativa; impedenza d'uscita 75 Ω.

Preimpulsi ritardati: stesse caratteristiche dei precedenti; ritardo fino a 250 mμsec. Ritardo degli impulsi: 250 mμsec ÷ 100 msec con una precisione del ± 5%; Sblocco: con segnale esterno o interno. Impulsi: semplici o doppi, positivi o negativi. *A*

Alcune considerazioni sulle calcolatrici elettroniche

Qual'è il motivo dell'attuale corsa verso macchine calcolatrici capaci di funzionare a una velocità sempre più elevata? E qual'è il limite a cui ci si dovrà fermare?

SI SENTE parlare molto oggigiorno di macchine calcolatrici con velocità operativa sempre più elevata. Ad ogni annunzio di macchina nuova segue la dichiarazione che essa possiede una velocità dieci o cento volte maggiore delle precedenti e, implicitamente, risultà più veloce delle altre macchine della concorrenza. Pochi anni fa ci si meravigliava al pensiero di calcolatrici in grado di eseguire mille operazioni in un secondo. Oggi le fabbriche stanno per costruire macchine capaci di funzionare ad una velocità mille volte superiore, facendo un milione di operazioni in un secondo! La gente ormai da tempo sembra immunizzata a tali cifre astronomiche, ma non può non chiedersi il motivo di questa corsa continua verso velocità sempre più elevate.

Molti possessori di calcolatrici ritengono, per esperienza, che l'apparecchio posseduto funzioni a velocità abbastanza soddisfacente. S'intende che la parte elettronica della macchina generalmente funziona a velocità molto più elevata delle altre parti connesse. In alcune organizzazioni la calcolatrice può anche rimanere inutilizzata di tanto in tanto. Perché, allora, non possiamo dichiararci soddisfatti della situazione attuale? Si tratta di una passione per la velocità in se stessa, da conseguire come semplice esercizio tecnico? Oppure è il risultato logico della concorrenza fra le varie fabbriche di colcolatrici?

Il motivo fondamentale per cui si richiedono macchine più veloci è in effetti molto semplice e può essere enunciato dal ben noto detto: « il tempo è denaro ». Operando più velocemente possiamo compiere, in un dato periodo di tempo maggior lavoro di calcolo e quindi possiamo trarne un guadagno.

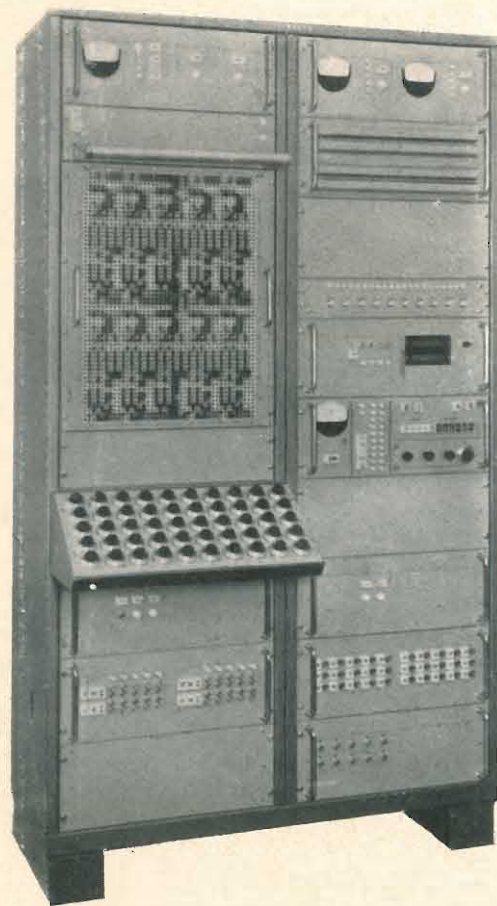
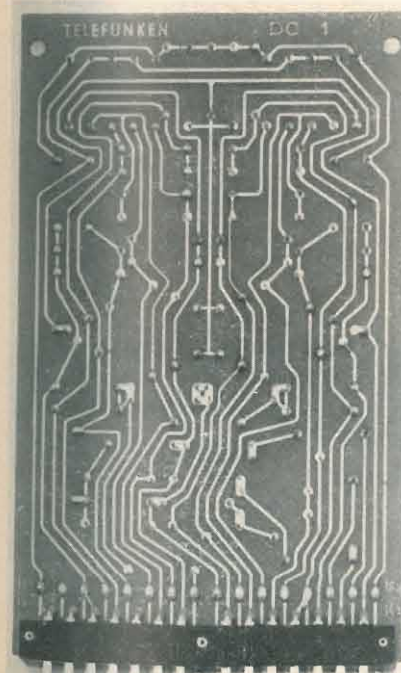
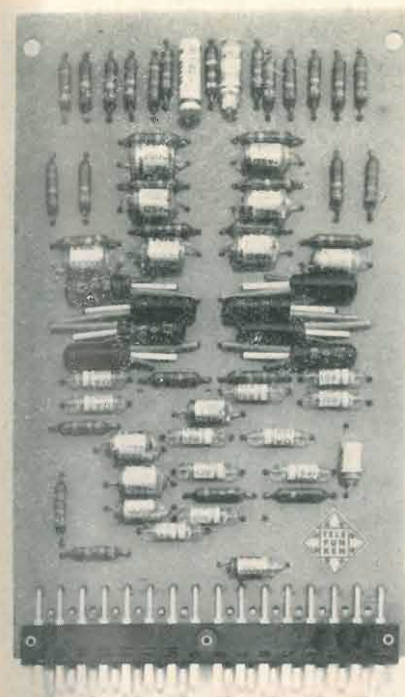
Questa considerazione riveste oggi una grande importanza nelle progettazioni e nei calcoli industriali. In alcuni generi di lavori complessi, come la progettazione di un nuovo aereo a reazione o di una stazione termo-nucleare, il costo dei calcoli iniziali è enorme. Prima che il costruttore di un nuovo tipo di aereo possa ammortizzare i costi di progettanzione e registrare un successo anche economico, egli deve vendere qualcosa come cento apparecchi di questo tipo. Dati i prezzi degli aerei moderni (diversi tipi costano parecchi milioni di sterline l'uno) non è difficile calcolare quanto siano elevati questi costi.

Il lavoro di progettanzione generalmente ha inizio con un gruppo di colcoli, seguiti da un periodo durante il quale i progetti teorici vengono tradotti in un modello sperimentale. Le prove effettuate su questo modello fanno scaturire le eventuali deficienze del progetto teorico e conducono ad un'altra serie di colcoli, condotti con nuovi valori. Successivamente si tenta un altro modello sperimentale, altri calcoli vengono eseguiti e così via, avvicinandosi man mano alle migliori condizioni possibili per mezzo di tentativi e di errori.

Praticamente questo processo si svolge normalmente in diversi settori distinti, ognuno dei quali riguarda una parte dell'intero progetto. Per gli aerei, ad esempio, un settore s'interessa alle capacità di carico della fusoliera, un altro ai problemi delle vibrazioni. Di solito tutti questi settori sono interdipendenti perché i risultati delle prove sperimentali di un settore possono anche controllare i valori calcolati in un altro settore.

Il costo di questo lavoro di progettazione è rappresentato principalmente dal costo dei tecnici, degli ingegneri e degli studiosi specializzati che lo affrontano. Il loro tempo ha un valore, ed appare evidente l'inopportunità di farli attendere per giorni o settimane i risultati dei calcoli da effettuare. Ciò appare particolarmente importante quando i settori interdipendenti del lavoro di progettazione debbono aderire in perfetta sincronia. Un ritardo in/un gruppo di calcoli di progettazione può bloccare il lavoro non di uno ma di diversi gruppi di maestranze. Appare quindi essenziale ridurre al minimo il tempo impiegato per i calcoli e usare macchine più veloci possibile.

Oltre l'inconveniente di bloccare il lavoro degli altri, vi sono alcuni campi tecnologici — per esempio le centrali di forza nucleari — dove la sola entità dei calcoli rappresenta la difficoltà maggiore. Alcuni problemi attuali richiederebbero effettivamente settimane di calcoli, anche lavorando 24 ore al giorno con una calcolatrice ad alta velocità del tipo Mercury. Ciò sarebbe pazzesco e riconduce alla necessità di avere macchine sempre più veloci delle attuali calcolatrici ad alta velocità per ridurre a poche ore il tempo richiesto.

Nella ricerca scientifica i calcoli per talune indagini, come quella sulla struttura molecolare delle cellule viventi, si presentano tanto complessi da non potersi attualmente effettuare. Soltanto con l'avvento delle calcolatrici ad altissima velocità gli scienziati potranno considerare la possibilità di effettuare calcoli di questa entità.

Ecco il calcolatore analogico completamente transistorizzato modello RA800 della TELEFUNKEN. Di fronte ai calcolatori a tubi elettronici la transistorizzazione ha consentito una riduzione del volume a circa metà e all'assorbimento a circa un quinto.
Per quanto non si tratti di un modello molto recente, il calcolatore RA800 può utilmente trovare impiego presso centri di studio.
(*Pressefoto Telefunken*)

Due particolari di un circuito stampato, inseribile in una unità del calcolatore analogico RA800 della TELEFUNKEN.
(*Pressefoto Telefunken*)

La massima « il tempo è denaro » è collegato al problema anche in un altro modo, e cioè nel senso che conviene di più comprare una calcolatrice che effettua il lavoro nel più breve tempo possibile piuttosto che acquistare una calcollatrice lenta. E ciò scaturisce con semplicità dall'economia della fabbrica di calcolatrici. La velocità di calcolo di una macchina non è direttamente proporzionale al suo prezzo di costo, ma si eleva con un rapporto quasi pari al cubo.

Raddoppiando il costo di una calcolatrice si eleva la sua velocità di calcolo da 5 a 10 volte. Per coloro che prevedono una maggiore mole di lavoro di calcolo nel prossimo futuro appare evidentemente economico l'acquisto di una macchina con capacità di velocità massima, anche se questa sua capacità supera le esigenze attuali.

Un altro motivo che induce a volere calcolatrici veloci concer. e la semplificazione della procedura operativa con le macchine. Attualmente i programmi per le calcolatrici a mano debbono essere scritti attentamente per trarre tutti i vantaggi di ogni particolare prestazione della macchina. Ciò assicura lo sfruttamento economico e lo svolgimento dei programmi nel più breve tempo possibile.

Purtroppo tale laboriosa operazione crea oggi un vero problema, perché gli operatori sono pochi numericamente e non si trovano facilmente. Molto spesso chi ha bisogno di un operatore deve provvedere alla sua formazione, addestrando un matematico o un contabile. È dunque più conveniente trovare un sistema per ridurre l'entità di lavoro preparatorio necessario per gli operatori in modo che questi possano impostare i programmi più celermente e più facilmente.

Un modo per raggiungere questo obiettivo consiste nell'usare programmi lineari e semplicissimi, senza preoccuparsi di adoperare la colcolatrice nel modo più economico. Normalmente ciò rappresenterebbe un inconveniente in quanto rallenterebbe la macchina in modo inaccettabile. Ma se l'intera operazione della macchina è regolata a considerevole velocità la programmazione antieconomica, non importa più: il risultato conclusivo è che la stessa entità di calcoli viene effettuata in un certo tempo dalla macchina, ma si risparmia tempo e fatica per la impostazione dei programmi.

Nei centri di servizi di calcolo, dove i clienti possono noleggiare delle calcolatrici a ore, la necessità di operare ad alta velocità diventa pressante. Se un centro deve funzionare su solide basi commerciali dovrà smaltire il maggior numero di clienti possibile con la minore attrezzatura. Ed il costo iniziale dell'attrezzatura — che è molto elevato — deve trovare la sua giustificazione nell'entità di lavoro che è capace di svolgere. La soluzione consiste nell'attrezzare il centro con calcolatrici a più alta velocità possibile, non solo perché potranno svolgere una maggiore quantità di lavoro in un certo periodo, ma anche perché come si è detto conviene di più acquistare calcolatrici veloci.

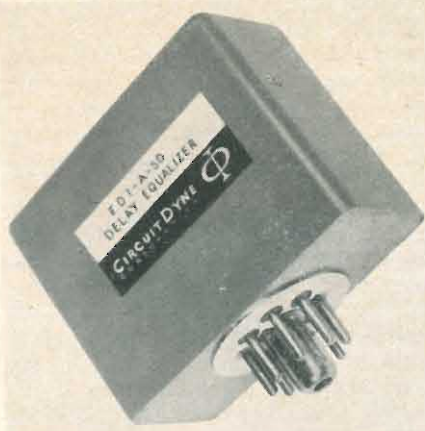
Attualmente, da quanto si può prevedere, la velocità delle calcolatrici a mano raddoppia in media ogni anno. Potrà continuare all'infinito questa situazione, oppure esiste un limite che sarà presto raggiunto? La risposta è che già ci troviamo in difficoltà derivanti dalla limitata velocità di trasmissione dei segnali elettrici. Un impulso elettrico, per esempio, impiega dieci millimicrosecondi per percorrere una distanza di 182 centimetri. In alcune delle calcolatrici più recenti gli intervalli di tempo fra i vari impulsi sono così brevi (circa 100 millimicrosecondi) che un ritardo di quest'ordine è in grado di sconvolgere la precisa concatenazione oraria sulla quale si basa l'attività operativa.

Per ridurre al minimo questi ritardi si stanno studiando nuove tecniche, impiegando solidi blocchi di materiale semiconduttore invece di gruppi di componenti elettronici convenzionali connessi da fili. In questo modo un circuito elettrico, che attualmente ha le dimensioni di un libro, può essere ridotto alle dimensioni di una compressa di aspirina.

Ma ciò è ancora in grembo al futuro e le nostre fatiche odierne sono principalmente dedicate ad aumentare la velocità di calcolatrici con circuiti elettronici convenzionali.

(*Ferranti Computer World*) (*n. b.*)

Elaborazione con calcolatore elettronico dei dati meteorologici

Una notevole accelerazione nello sfruttamento dei dati meteorologici è stata possibile mediante un sistema realizzato a Berlino dalla « Freie Universität » e dal « Max Planck Institut per ricerche nucleari ». Dopo lunghi studi si è giunti ad un sistema di accelerazione automatica, che fornisce in brevissimo tempo dati per una carta meteorologica. Mediante l'inserimento dell'apparecchio calcolatore si ottengono, entro quindici minuti risultati che finora era possibile ottenere soltanto dopo tre ore e mezza. In questo lavoro lo svolgimento effettivo del calcolo richiede soltanto tre minuti. Berlino è una base molto importante per tali studi. Ogni giorno vengono laciati palloni aerostatici che raggiungono una altezza di 35.000 metri. Questo servizio è di estrema importanza sia per le comunicazioni aeree che per la precisazione del grado di radioattività della atmosfera. (*i. s.*)

La Circuit Dyne Co., associata della Telonic Industries, Inc. presenta delle reti *L-C* che forniscono dei ritardi variabili nello spettro audio da 200 a 3000 Hz. Ritardi tipici sono 0,7 msec a 700 Hz e 0,1 msec oltre 2 kHz.

Un nuovo sistema a indicatore numerico, capace di misurare l'intervallo di tempo che intercorre tra due punti qualsiasi di una forma d'onda ad alta velocità è stato messo a punto dalla Dymec, divisione della Hewlett Packard Co. Come si vede si tratta di una apparecchiatura piuttosto complessa, che però consente una notevole rapidità e precisione di misura.

Un misuratore di distribuzione di flusso neutronico

I Dott. F. Casali, U. Farinelli e A. Pedrini, del Comitato nazionale per l'energia nucleare hanno realizzato, nel Laboratorio di fisica e calcolo reattori del Centro di Ispra, un dispositivo per la misura della distribuzione di attività lungo fili o lamine che siano stati irraggiati in un reattore nucleare allo scopo di studiare la distribuzione del flusso neutronico. La parte meccanica del dispositivo consiste in una slitta lunga circa 2 metri scorrevole su guide di precisione sulla quale possono venir montati due fili o lamine che vengono misurati contemporaneamente. La slitta viene fatta avanzare di un passo prefissato, indi arrestata per tutta la durata del conteggio. Il risultato è quindi stampato, la slitta avanza di un altro passo e così via.
Opportuni dispositivi assicurano la possibilità di iniziare e terminare lo scanning in qualunque punto del filo, di iterare una o più volte la misura invertendo il moto della slitta, ecc.
I rivelatori impiegati sono: per le strisce, normali contatori a scintillazione β o γ, equipaggiati con una serie di collimatori in piombo intercambiabili; per i fili, dei minuscoli rivelatori a scintillazione costituiti da uno scintillatore plastico forato entro cui passa il filo da esaminare.
Un'opportuna disposizione meccanica del rivelatore nel collimatore evita il deposito di particelle di materiale attivo presso il rilevatore come pure il passaggio di luce.
I fili impiegati in misure di flusso sono: oro, rame, cobalto-alluminio e disprosio-alluminio. Date le piccole dimensioni dello scintillatore e il piccolo diametro dei fili, la sensibilità γ è molto ridotta e il contatore funziona essenzialmente come contatore β.
La funzione di risoluzione è stata misurata in un caso particolare, facendo uso di una sorgente di Au^{198} pressoché puntiforme, posta in un filo di Au non attivato. Una discussione dell'importanza della funzione di risoluzione in misure su reattori critici o su assemblee esponenziali mostra che la principale condizione cui deve soddisfare è di essere simmetrica, mentre la forma della curva o la sua semiampiezza sono relativamente meno importanti. Per la determinazione della parte di attivazione di fili d'oro dovuta a neutroni epitermici, sono stati usati cilindretti di cadmio che coprivano alcuni centimetri di filo. (*i. s.*)

Le fasce Van Allen secondo i dati dell' « Explorer XII »

Gli scienziati del Centro Volo Spaziale Goddard del NASA (Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale), in sede di interpretazione preliminare dei dati raccolti dagli strumenti del satellite artificiale Explorer XII, hanno accertato che il quadro della distribuzione della radioattività spaziale secondo le cosiddette *fasce Van Allen* di radiazioni è tutt'altro che definitivo.
I dati del satellite tendono ad accreditare l'idea che le fasce di radiazioni sarebbero una regione unica che impregna particelle di diverse energie e densità emesse dal sole, contrariamente a quanto si sosteneva da qualche anno, a conclusione d'una serie precedente di esperienze con i satelliti americani. Secondo la precedente ipotesi, la fascia interna di radiazioni conterrebbe in maggioranza elettroni e quella esterna protoni. L'interpretazione dei dati dell'Explorer XII tende invece ad accreditare l'ipotesi secondo cui entrambi i tipi di particelle sarebbero contenuti all'incirca nella stessa misura nelle due fasce e nello spazio intermedio. Si tratta, naturalmente, di risultati parziali, in quanto, per ora, solo il 10 per cento dei dati raccolti dall'Explorer XII sono stati interpretati.
L'Explorer XII, secondo alcune dichiarazioni del dr. Frank McDonald, del Centro Goddard, ha accertato che il numero degli elettroni effettivamente riscontrati nella fascia esterna Van Allen è migliaia di volte inferiore al livello previsto e che i protoni sono in maggioranza nella fascia stessa.
« L'energia dei protoni in questa fascia — ha soggiunto lo scienziato del NASA — è inferiore a un milione di elettroni-volt e non è pericolosa per il volo spaziale umano ».
La fascia interna, che si ritiene più ricca di protoni altamente energetici, rimane tuttora un pericolo per i viaggi spaziali. Ma il pericolo può essere evitato, dato che la fascia è più stretta e la partenza può avvenire dai poli terrestri.
L'Explorer XII, messo in orbita ellittica il 15 agosto 1961, ha documentato sino al 6 dicembre 1961 con i dati trasmessi dalla radio di bordo le 204 traversate della fascia esterna Van Allen. La concentrazione degli elettroni è stata misurata dalla strumentazione fornita dal dr. James A. Van Allen e dal dr. Brian J. O' Brian, dell'Università Statale dello Iowa, mentre uno strumento ideato da Leo Davis del Centro Goddard ha accertato che i protoni sono i maggiori costituenti della fascia esterna di radiazioni.
Al momento del lancio su un'orbita eccentrica di 26 ore e mezzo, avente un perigeo di 193 km ed un apogeo di 77.250, la durata utile (ossia delle apparecchiature elettroniche di raccolta e trasmissione dei dati) era valutata a circa un anno. In realtà, le trasmissioni sono cessate il 6 dicembre. Il perigeo dell'orbita è aumentato sino a 800 chilometri per effetto dei « venti » solari e delle perturbazioni lunari. Si prevede che, entro 9 mesi dal lancio, il perigeo toccherà i 1.000 chilometri, ma poi finirà per riavvicinarsi progressivamente alla Terra. Il satellite dovrebbe disintegrarsi nell'atmosfera entro due anni dal lancio.
Il satellite ha trasmesso oltre 3 milioni di dati alle stazioni terrestri, dei quali circa 2.400.000 riportati su 5.600 bobine di nastro magnetico. Per l'alimentazione degli impianti di bordo erano state montate quattro « pale » con cellule solari, una delle quali priva di protezione per esaminare gli effetti distruttivi delle radiazioni spaziali, e le altre rispettivamente coperte da lastre di vetro da 3, 20 e 60 millesimi di pollice (circa 25/1000, 58/1000 e 1,52 millimetri). Dopo i primi due giri in orbita, l'erogazione di energia della « pala » di cellule sfornita di protezione era scesa del 50 per cento. Entro il 16 dicembre 1961, l'efficienza delle cellule si ridusse ulteriormente di un quarto. Invece, le cellule coperte da lastre di vetro da 20 e 60 millesimi di pollice non avevano perduto affatto le caratteristiche iniziali, e quelle protette da uno strato di 3 millesimi di pollice avevano subito una degradazione di appena il 5 per cento.
La pressione solare, esercitata sulla « pale » quando il satellite di trovava esposto alla luce del sole, aveva elevato la velocità di rotazione del veicolo da 27 a 33 giri al minuto in cinque mesi. (*u. s.*)

La Eico presenta un piccolo capacimetro che consente misure su condensatori anche montati in circuito. Campo di misura da 0,1 μF a 50 μF.

Ecco un nuovo strumento di misura con scala disposta su un arco di 250°. È costruito dalla Phaostron e fa uso di un dispositivo brevettato che consente la taratura entro il 1 % ogni 10 % della scala.

Crescente richiesta di calcolatrici numeriche elettroniche

Dalla relazione di fine anno della Elliott Automatic Ltd. risulta che l'industria va aumentando la richiesta di calcolatrici numeriche elettroniche. La ditta dichiara che, a partire dal 1959 sino al dicembre 1961, la sua filiale Elliott Brothers (London) Ltd. ha effettuato numerose consegne di calcolatrici « National-Elliott 803 » ad organizzazioni industriali di vario genere, britanniche e di altri paesi, mentre altre 29 di tali macchine sono state ordinate.
Delle calcolatrici già consegnate, 30 sono state inviate ad altri paesi, tra cui gli Stati Uniti, la Francia, la Germania Occidentale, la Finlandia e la Russia. Tra quelle ordinate 6 sono destinate all'estero.
La ditta, che si serve di tecniche inerenti alle calcolatrici e di dispositivi « logici » di vario genere, in numerose applicazioni nel campo dell'automazione, ritiene che una macchina non sia una calcolatrice se non incorpora un selezionatore-immagazzinatore di informazioni programmate. (*u. b.*)

Nuova valvola con bande ad onde progressive

La valvola Ka, costruita dalla General Electric con focalizzazione elettromagnetica ha le seguenti caratteristiche: livello di rumori parassiti inferiore a 15 dB; erogazione nominale di energia a saturazione, di 3 mW per operare in bande da 35.000 a 40.000 MHz; guadagno minimo di segnale di 20 dB; dimensioni con solenoide di circa 34 × 14 × 14 cm; peso 7,25 kg. (*i. g. e.*)

Aumentano negli ospedali le utilizzazioni elettroniche

Uno dei più ambiziosi progetti che siano mai stati intrapresi per l'applicazione elettronica alla medicina è stato annunciato dalla Commissione per l'Attività Professionale ed Ospedaliera negli Stati Uniti, al fine di migliorare l'assistenza ai ricoverati e l'efficienza dei servizi negli ospedali.
Tutte le cartelle cliniche di circa 2.500.000 pazienti degli ospedali americani durante il 1962 saranno analizzate e classificate con un impianto elettronico di elaborazione dei dati, in seguito ai risultati eccellenti di una precedente indagine con apparati analoghi che consentì di risparmiare 800 litri di sangue in un solo ospedale.
Mentre le ricerche e le conoscenze mediche continuano incessantemente a progredire, i medici, gli ospedali e i gruppi di studiosi di medicina ricorrono con maggiore frequenza ad apparecchi elettronici nel corso della loro attività.
Alcuni strumenti sono ormai divenuti di normale amministrazione nelle sale operatorie e negli ambulatori medici da diversi anni, e aumenta l'interesse negli apparati che la scienza e l'industria elettronica realizzano a ritmo incessante per le diverse applicazioni. Il campo dell'elettronica medica può essere diviso in tre settori: misurazione, diagnostica e terapia. La diagnostica è, però, al momento il settore che dei tre viene più attentamente seguito.
Nei dispositivi di più largo impiego nel campo diagnostico, sono gli avvisatori di corsia e da sala operatoria che vengono comunemente denominati « infermiere elettroniche ». Un tipo di avvisatore può eseguire almeno cinque misurazioni sul corpo del paziente: respirazione, temperatura, pressione del sangue, livello dell'ossigeno nel sangue e ritmo del polso o del cuore. Nel frattempo, la nurse addetta ad una corsia può dedicarsi alle registrazioni sulle schede dei pazienti.
Nella categoria dei dispositivi diagnostici rientrano gli elaboratori di dati, compresi i grandi impianti di elaborazione, apparati per raggi X, registratori a radioisotopi, strumenti e circuiti chiusi televisivi.
Nonostante ciò, il contributo che potenzialmente finirà per superare ogni altro nel campo medico è quello che l'elettronica potrà dare alla terapia. Se ne ha una riprova nelle applicazioni in atto come gli stimolatori cardiaci elettronici, i generatori di radiazioni terapeutiche e gli impianti chirurgici a raggi X. (*n. s.*)

dott. ing. Antonio Turrini

Caratteristiche del sistema francese di televisione in bianco e nero in banda quarta e quinta

Fig. 1 - Segnali di sincronizzazione di riga per il sistema a 625 righe.

Il presente documento definisce le caratteristiche del sistema francese di televisione nella banda delle frequenze comprese fra 470 e 960 MHz detta « bande IV e V ».
Comprende tre capitoli relativi rispettivamente:
1) Alle norme di analisi delle immagini.
2) Alle norme di diffusione in radio frequenza.
3) Alle caratteristiche dei ricevitori, in funzione delle quali viene stabilita la pianificazione di assegnazione delle frequenze.
Le definizioni utilizzate sono quelle adottate dal C.C.I.R. per i documenti internazionali.

1. - NORME DI ANALISI DELLE IMMAGINI

1) Numero di linee di analisi per immagine (2 trame interlacciate): 625;
2) frequenza di trama: 50 trame per secondo;
3) interlacciato di ordine 2;
4) frequenza di immagine (quadri completi): 25 immagini per secondo;
5) frequenza di riga: 15625 righe per secondo;
6) formato del quadro (larghezza/altezza): 4/3;
7) senso di scansione: orizzontale da sinistra a destra e verticale da alto in basso;
8) valore approssimativo del « gamma » del segnale d'immagine: 0,5;
9) larghezza nominale della banda video: 6 MHz;
10) il sistema potrà funzionare con una frequenza di trama (e per conseguenza una frequenza di riga) non sincronizzata sulla frequenza della rete elettrica di alimentazione.

2. - NORME DI DIFFUSIONE PER I TRASMETTITORI

1) I trasmettitori sono divisi in 49 canali numerati da 21 a 69 fra 470 MHz e 862 MHz.
Le condizioni di utilizzazione eventuale della banda 862-960 MHz saranno precisate in seguito;
2) Scarto ricorrente delle portanti omologhe nello spettro: 8 MHz;
3) Scarto fra la portante audio e la portante video di uno stesso canale: 6,5 MHz;
La frequenza della portante video è la più bassa in valore assoluto;
4) Larghezza nominale della banda laterale principale: 6 MHz;
5) Larghezza nominale della banda parzialmente soppressa: 1,25 MHz;
6) Modulazione di ampiezza della portante video, il valore di cresta della portante modulata corrisponde al bianco massimo dell'immagine (modulazione positiva);
7) Ampiezza dell'onda modulata rapportata all'ampiezza di cresta per il bianco massimo presa come unità:
a) per il livello di sincronizzazione: 0,03
b) per il livello di soppressione: 0,3;
8) differenza fra le ampiezze dell'onda modulata per il livello del nero e per il livello di soppressione valutato con la stessa unità introdotta nel paragrafo 7: 0,05;
9) Modulazione di ampiezza del trasmettitore audio;
10) rapporto delle potenze apparenti irradiate dai trasmettitori video e audio: 8/1.

Tabella 1. - Dati della fig. 1.

Riferim.	Caratteristiche	Durata	
		%H	μS
H	Periodo di riga	100	64
A	Durata del segnale di soppressione di riga . .	19	12,1 ± 0,3
B	Intervallo fra il riferimento dei tempi *OH* e il fronte posteriore del segnale di soppressione di riga	16,7	10,7 ± 0,3
C	Intervallo di guardia	2,3	1,4 ± 0,2
D	Durata del segnale si sincronizzazione di riga	7,5	4,8 ± 0,2
E	Tempi di discesa e di salita (10-90 %) dei fronti di segnale di soppressione di riga	0,5	0,3 ± 0,1
F	Tempi di discesa e di salita (10-90 %) dei fronti del segnale di sincronizzazione di riga . . .	0,3	0,2 ± 0,05

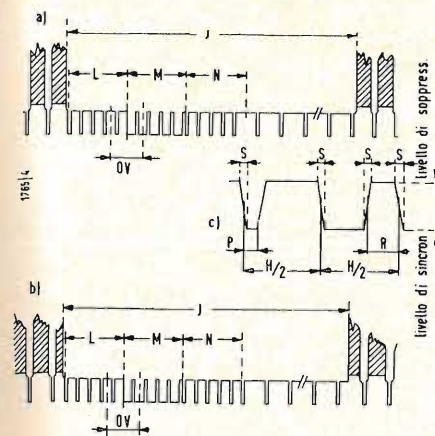
Tabella 2. - Dati della fig. 2.

Riferim.	Caratteristiche	Durata		
		% H		μS
V	Periodo di trama			(20 m/sec)
H	Periodo di riga			64
J	Durata della soppressione di trama		23 H	
K	Tempi di discesa e di salita (10-90 %) dei fronti di soppressione di trama.			0,2 a 6
L	Durata della prima sequenza degli impulsi di equalizzazione		2,5 H	
M	Durata della sequenza degli impulsi di sincronizzazione verticale		2,5 H	
N	Durata della seconda sequenza degli impulsi di equalizzazione		2,5 H	
P	Durata dell'impulso equalizzatore	3,6		2,3 ± 0,1
R	Intervallo fra gli impulsi di sincronizzazione .	7,5		4,8 ± 0,2
S	Tempi di discesa e di salita (10-90 %) dei fronti del segnale di sincronizzazione	0,3		0,2 ± 0,05

Fig. 2 - Segnale alla fine delle trame dispari (*a*) e pari (*b*). Alla fine delle trame pari, i fronti di sincronizzazione (*OV*) si collocano a semidistanza fra due fronti di sincronizzazione di riga se *L* è un numero dispari di semiperiodi di riga, come indica la figura. Alla fine delle trame dispari, i fronti di sincronizzazione di trama (*OV*) coincidono con un fronte di sincronizzazione di riga se *L* è un numero dispari di semiperiodi di riga. Dettagli degli impulsi di equalizzazione e di sincronizzazione (*C*). Le durate sono misurate fra i punti a semiampiezza dei fronti interessati.

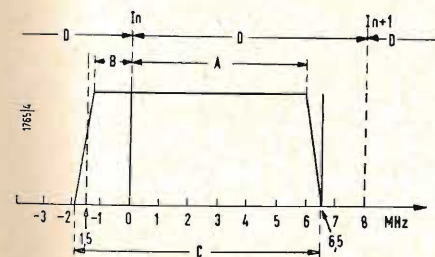



Fig. 3 - Occupazione dello spettro per il canale a 625 righe:
I = posizione della portante video;
S = posizione della portante audio;
C = larghezza del canale occupato nello spettro radioelettrico; *C* = 8,5 MHz circa;
A = larghezza nominale della banda laterale non attenuata; *A* = 6 MHz;
B = larghezza nominale della banda laterale attenuata; *B* = 1,25 MHz;
D = periodo di ricorrenza delle portanti omologhe nello spettro; *D* = 8 MHz;

Fig. 4 - Curva di risposta del ricevitore (circuiti R.F. e F.I.).

3. - CARATTERISTICHE DEI RICEVITORI

I ricevitori devono ricevere indifferentemente:
1) Le emissioni a 819 righe nelle bande I e III coformemente alle norme SNO-41 della R.T.F.
2) le emissioni a 625 righe nelle bande IV e V conformemente alle norme annunciate ora.
Tenuto conto di questo fatto, le caratteristiche di ricezione in funzione delle quali sono stati stabiliti i piani di assegnazione delle frequenze, sono le seguenti:
1) la regolazione della selettività in alta frequenza nelle bande IV e V si effettua in modo continuo fra 470 e 860 MHz;
2) i valori delle frequenze intermedie nei ricevitori sono:
a) per le emissioni a 819 righe: video 28,05 MHz; audio 39,20 MHz;
b) per le emissioni a 625 righe: video 32,70 MHz; audio 39,20 MHz.
3) Nelle bande IV e V la deriva dell'oscillatore locale rimane inferiore a ± 0,4 MHz;
4) l'attenuazione apportata dai circuiti del ricevitore alle frequenze coniugate del canale ricevuto è di almeno 40 dB rispetto al guadagno medio al centro della banda passante utile;
5) Le protezioni fra canali sono determinate sulla base di una risposta ampiezza-frequenza nella banda passante dell'insieme dei circuiti di alta frequenza e di frequenza intermedia, data dalla curva di fig. 4.
L'attenuazione della portante audio del canale adiacente, è inferiore a 20 dB (ampiezza relativa inferiore a 0,10). Questo valore può essere portato a 30 dB nel caso in cui ciò sia necessario.
L'attenuazione dei circuiti del trasmettitore dal lato della banda laterale parzialmente soppressa, sarà inferiore a 3 dB fino a 1,25 MHz dalla portante video e dell'ordine di 20 dB a 2,5 MHz;
6) l'irradiazione dell'oscillatore locale è ridotta il più possibile. I limiti tollerati, come pure le condizioni di misura saranno precisati in seguito;
7) l'antenna normale di ricezione ha le seguenti caratteristiche:
a) guadagno avanti = 13 dB rispetto all'antenna isotropa;
b) rapporto fra il guadagno avanti e il guadagno a una distanza angolare superiore a 60° dal max: 16 dB in polarizzazione orizzontale, 12 dB in polarizzazione verticale;
8) zona di ricezione normale.
Si considererà come « zona di ricezione normale » la zona nella quale il valore medio del campo nel 50 % delle installazioni e durante il 50 % del tempo, ha un valore superiore a:
a) 1,3 mV/m a 500 MHz,
b) 2,3 mV/m a 800 MHz. A

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Origini e limiti della tecnica micromodulare

La tecnica micromodulare si trova attualmente in discussione come sistema per l'ulteriore riduzione delle dimensioni delle apparecchiature elettroniche. Essa dovrebbe, in un tempo relativamente breve, offrire ai costruttori di apparecchiature una gamma di elementi sufficiente per la soluzione della maggior parte dei problemi circuitali. Naturalmente, come tutte le altre tecniche, anche questa ha i suoi limiti.

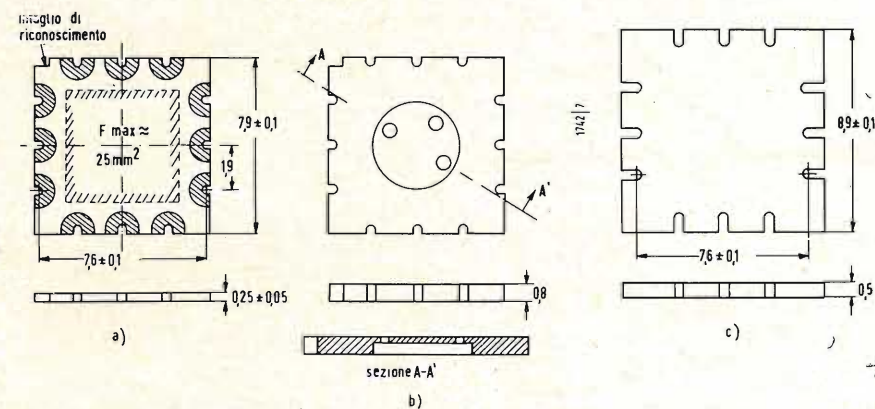



Fig. 1 - Pistrine micromodulari quadrate. *a*) Piastrina standard (gli occhielli di saldatura e a superficie utile sono tratteggiati); *b*) Piastrine per transistori; c) Piastrine terminali.

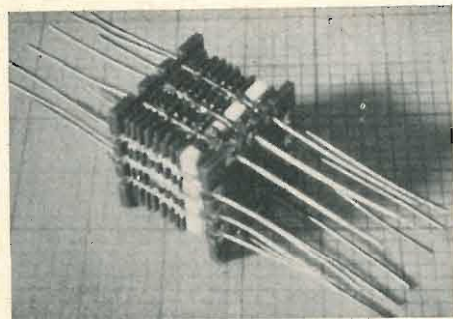



Fig. 2 - Gruppo micromodulare con piastrine quadrate non ancora impregnato.

LE APPARECCHIATURE elettroniche diventano sempre più piccole. Non si tratta di una moda ma di una esigenza concreta. Le informazioni da trasmettere e da elaborare aumentano sempre più. Gli apparecchi elettronici montati negli autoveicoli, negli aerei e nelle navi diventano sempre più numerosi; per non parlare dell'equipaggiamento dei veicoli spaziali. Invece lo spazio nel quale devono trovare posto le apparecchiature diventa in genere sempre più piccolo.
Per fortuna negli ultimi 10 anni lo straordinario sviluppo della tecnica dei semiconduttori ha permesso di ridurre il volume delle apparecchiature elettroniche circa nel rapporto 10 a 1. Infatti con l'impiego dei transistori si diminuirono molto le potenze dissipate ed in conseguenza si poterono costruire degli elementi in miniatura che hanno minori esigenze per quanto riguarda la tensione e la potenza dissipata, pur conservando le stesse qualità elettriche e funzionali.
Un altro sistema che concorse in modo notevole alla riduzione delle dimensioni delle apparecchiature elettroniche è stata la tecnica dei circuiti stampati. Si può dire che oggi la tecnica della costruzione di apparecchiature in miniatura si può riassumere in tre concetti: transistori — elementi miniatura — circuiti stampati. Con questi tre sistemi si arriva oggi a sistemare uno ed in qualche caso anche due elementi per ogni cm³ di volume dell'apparecchiatura.
Questa densità di montaggio, già notevole, non basta più in tutti i casi; sopratutto negli USA si sta lavorando già da alcuni anni alla « microminiaturizzazione » delle apparecchiature elettroniche. Le vie che oggi si intravedono sono tre: la tecnica micromodulare, i circuiti integrali, i circuiti a corpo solido.
I circuiti integrati non hanno in genere alcun elemento staccato. Per esempio le capacità e le resistenze di un circuito vengono formate con materiali conduttori e non conduttori elaborati con l'adatta applicazione di procedimenti noti, in particolare la tecnica dell'alto vuoto. Invece i circuiti a corpo solido vengono ottenuti solo da materiali semiconduttori (per esempio monocristalli di silicio) elaborati con la tecnica dei semiconduttori.
Il sistema micromodulare è completamente diverso. Esso è nato sopratutto da considerazioni geometriche. La nuova idea consiste nel dare agli elementi una forma adatta che consenta di aumentare la densità di montaggio, o, in altre parole, di togliere l'aria dei gruppi costruttivi. Infatti l'aria contenuta nei gruppi raramente scende al di sotto del 40% del volume totale e di solito supera il 90%. E la percentuale diventa più grande ancora se si considera aria anche tutto lo spazio « inutile » ai fini funzionali; per esempio una resistenza è composta oltre che da un sottilissimo strato attivo anche da un corpo lungo e largo parecchi millimetri.
La tecnica micromodulare, dette anche MM permette di ottenere una alta intensità di montaggio degli elementi in quanto tutti gli elementi:
1) hanno nel senso orizzontale le stesse dimensioni e la stessa forma;
2) la terza dimensione è ridotta al minimo;
3) possono essere montati uno sopra l'altro;
4) una volta montati uno sopra l'altro a forma di pacchetto possono essere facilmente collegati per mezzo di conduttori verticali.
Con tale sistema si pensa di poter ridurre il volume delle apparecchiature ad un decimo circa dei valori attuali. Si deve ricordare a favore del sistema che una tale riduzione delle dimensioni si può ottenere:
1) senza notevoli limitazioni alla libertà del progettista di circuiti;
2) senza limitare troppo la gamma degli elementi disponibili, come spiegheremo più avanti.
3) senza diminuire la qualità degli elementi;
4) senza l'introduzione di nuovi sistemi e metodi nella costruzione degli elementi;
5) e infine con la possibilità di adottare dei sistemi di montaggio automatici per la costruzione dei complessi.
Queste considerazioni ci fanno prevedere che la tecnica micromodulare sarà adottata in tutti quei casi in cui è desiderabile o necessario ridurre il volume, senza tuttavia rinunciare all'alta qualità degli elementi di tipo professionale, alla quale siamo già abituati, ed alla massima libertà nella creazione del circuito.

Fig. 3 - Piastrine esagonali con e senza occhi di saldatura.

Fig. 4 - Stadio di commutazione bistabile realizzato con la tecnica esagonale.

1. - IL SISTEMA MICROMODULARE RCA

Il sistema micromodulare sviluppato dalla RCA su ordinazione degli « US Signal Corps » è noto da circa 2 anni Si tratta in pratica di una nuova esecuzione, in scala notevolmente ridotta, del sistema « Tinkertoy », realizzato nel 1950/52. Le forme e le dimensioni delle piastrine più importanti sono indicate nella fig. 1.
Le piastrine standard, aventi un lato di 7.9 mm ed uno spessore di 0,25 mm, servono, sia come piastrine di supporto per resistenza ed in questo caso esse sono costruite in vetro o in massa ceramica a bassa costante dielettrica, sia come condensatori ed allora il materiale ceramico usato ha una costante dielettrica adatta.
Le piastrine di supporto per transistori servono anche per i diodi. Le piastrine terminali più larghe e più robuste servono a facilitare il montaggio ed inoltre durante l'impregnazione mantengono il complessivo ben centrato nella forma in modo che la massa di impregnazione avvolge uniformemente tutto il complessivo.
Fra le singole piastrine si mantiene una distanza di 0,2-0,3 mm per il fatto che la stagnatura degli occhi di saldatura sporge sulla faccia delle piastrine. Questo non è però un inconveniente, anzi in questo modo si garantisce una perfetta impregnazione anche degli spazi compresi fra le piastrine. Non si deve però dimenticare che in tal modo nello spazio compreso fra le piastrine si hanno delle condizioni ben definite, ,dipendenti sopratutto dalla costante dielettrica della massa di impregnazione che può variare da 2,5 a 5.

2. - IL MICROMODULO ESAGONALE

La SIEMENS & HALSKE A. G. ha proposto una nuova forma micromodulare. La piastrina standard ha la forma di un esagono con lato di 6 mm e spessore variabile da 0,25 a 0,35 mm (fig. 3). Questa forma offre diversi vantaggi, utili sopratutto per gli elementi, dovuti alla superficie maggiore e di forma più conveniente perchè più vicina al cerchio D'altra parte questo sistema è un po' più ingombrante del sistema RCA.
Finora si sono provati due tipi di moduli esagonali: con 6 e con 12 fili di collegamento. Nell'esecuzione a 6 fili il montaggio viene eseguito con l'aiuto di una gabbia che viene impregnata assieme al complesso. In questo caso, poichè l'unione meccanica del complesso è garantita anche prima dell'impregnazione dalla presenza della gabbia, si possono troncare i conduttori secondo lo schema, come è indicato nello schizzo della fig. 4. Inoltre la presenza della gabbia permette di eseguire l'impregnazione con delle forme particolarmente semplici. Per i circuiti più complicati si adatta meglio l'esecuzione a 12 fili, il cui sistema di montaggio si avvicina molto a quello della RCA.

3. - ELEMENTI COSTRUTTIVI

Per un utilizzatore della tecnica micromodulare ha sopratutto importanza la gamma di elementi disponibile. Nel campo degli elementi a semiconduttori non si ha alcuna difficoltà a preparare dei diodi o dei transistori di potenza limitata, aventi dimensioni tali da adattarsi alla grandezza dei micromoduli, infatti il loro elemento elettricamente attivo è molto piccolo. La situazione è un po' diversa con la resistenza, i condensatori e le bobine nel qual caso non si può ascendere al di sotto di certe di-

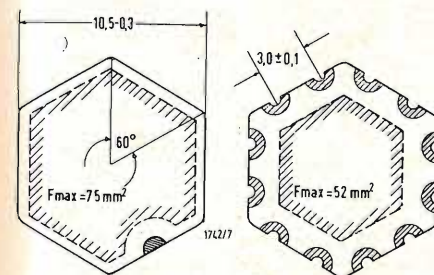
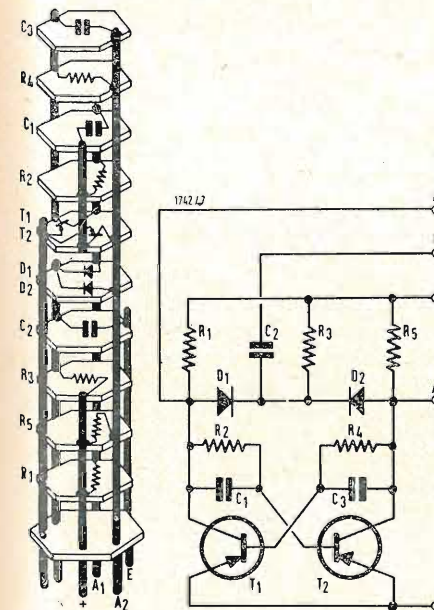
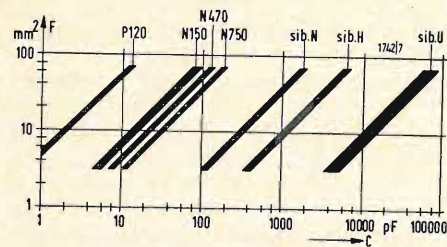



Fig. 5 - Gamme di capacità dei condensatori ceramici micromodulari. Relazione fra capacità e superfice con diversi dielettrici. Nel caso della massa Sib. U non ha senso parlare di costante dielettrica perchè in questo caso si tratta di condensatori a stato di blocco. Le costanti dielettriche per le varie masse sono le seguenti

	ε
P_{120}	6
N_{075}	40
N_{150}	40
N_{470}	60

	ε
N_{750}	80
Sib. U	800
Sib. H	3000

mensioni minime che dipendono dalle caratteristiche elettriche.

3.1. - Resistenze

I tipi possibili sono tre:
1) Resistenza a strato mescolato e lacca
2) resistenza a strato metallico
3) Resistenza a strato di ossido metallico

Il primo tipo ha il solo vantaggio di permettere la costruzione di resistenze piatte fino ad 1MΩ ed oltre. Però le sue qualità elettriche sono peggiori di quelle degli altri due tipi, perciò esso viene escluso almeno dal primo campo di applicazione (tecnica professionale) della tecnica micromodulare.
Le resistenze a strato metallico possono venire costruite partendo da una base Cr-Ni depositata per condensazione o per spruzzatura catodica sotto alto vuoto oppure per mezzo di cottura di impressioni in Au-Pt. Allo stato attuale della tecnica se si vuole ottenere un'alta qualità dello strato si possono ottenere solo delle resistenze a strato fino ad un massimo di alcune centinaia di Ω. Dei valori maggiori si possono ottenere con le resistenze a strato di ossido metallico a base di ossido di zinco. Questo tipo di resistenza ha anche il vantaggio di potere essere preparato senza la necessità di impiegare la tecnica sotto vuoto.
La bassa resistenza specifica delle resistenze a strato di metallo o di ossido obbliga a dare alla resistenza la forma di un nastro serpentiforme. Questo problema potrebbe in certe condizioni essere risolto dall'utilizzatore che, per mezzo di una sabbiatrice sub-miniatura potrebbe asportare della superficie conduttrice fino ad ottenere il valore desiderato della resistenza. Nel caso di costruzione mediante deposito di vapori si potrebbe ottenere già all'inizio un nastro di forma prestabilita mediante l'impiego di una apposita maschera.
Anche nel caso delle resistenze a strato di ossido metallico è possibile ottenere uno strato di forma voluta, per esempio con un sistema di attacco acido.
Nel caso delle piastrine esagonali si sono raggiunti valori fino a 200 kΩ (fig. 2). Si potrebbero naturalmente raggiungere anche dei valori maggiori, si dovrebbero però adottare dei sistemi più dispendiosi per la formazione del nastro a serpentina. A questo proposito ricordiamo il sistema di fresatura a raggio elettronico della Carl Zeiss.

3.2. - Condensatori

Nel campo dei condensatori si è cercato di mantenere dei sistemi di costruzione semplici e di soddisfare tutte le esigenze usando le piastrine stesse come dielettrico e completando il condensatore con due armature metalliche. La limitazione della superficie utile F_N (fig. 1 e 3) limita la capacità massima che si può ottenere con un determinato volume, la capacità è però limitata anche verso i valori minimi perchè la superficie delle piastre non può scendere per ragioni pratiche oltre i 3-5 mm². La fig. 5 mostra quali gamme di capacità si possono coprire in tali condizioni con diverse masse ceramiche e quindi con diverse costanti dielettriche.
Il campo da 1pF a 30.000 pF viene completamente ricoperto già con il micromodulo *RCA*. Con il micromodulo esagonale si arriva a valori di capacità doppi. Però la difficoltà sta nel fatto che, a causa del coefficiente di temperature delle masse a basso costante dielettrica (da P 120 a N 750), si ha a disposizione per ogni tipo di massa un campo di variazione molto piccolo, la capacità può infatti variare nel rapporto da 1 : 5 ad 1 : 8. Ci sono anche dei sistemi che permettono di costruire dei condensatori ceramici a più strati che hanno un dielettrico molto sottile (e ciò permette di raggiungere degli alti valori di capacità) e che perciò hanno solo la qualità dei condensatori normali. Se occorrono delle capacità maggiori si deve pensare all'impiego dei condensatori al tantalio, oppure al Ta_2O_3, oppure sinterizzati al tantalio. Con questi sistemi si può arrivare ad un massimo di 100 μF · V.

3.3. - Bobine

Le bobine possono essere inserite nella tecnica micromodulare solo entro limiti molto stretti. Nel sistema *RCA* si è cercato di risolvere il problema ricorrendo alle bobine con nucleo toroidale (dimensioni 5 × 2,5 × 1,25 mm³). Con ciò si ha il vantaggio di sfruttare in modo uniforme la permeabilità del materiale e quindi di ottenere delle induttanze elevate con dei volumi ridotti. Bisogna però ricordare anche alcuni svantaggi: la forte variabilità con la temperatura a causa del nucleo senza traferro, la difficoltà di avvolgere dei nuclei così piccoli e la mancanza di una possibilità di regolazione.
La situazione è un pò migliore nel caso del sistema esagonale. Esso permette l'impiego di normali nuclei a tazza con diametro da 9,3 mm ed altezza da 5,4 mm. Con questo sistema è stato possibile costruire delle bobine da 10 mH e Q = 300 per 0,1 MHz e bobine da 1μH e Q=150 per 40 MHz. Poichè in questo caso si tratta di nuclei con traferro, è possibile eseguire la taratura nel modo normale. Nel caso di nuclei senza traferro si possono raggiungere induttanze dell'ordine di 1 H.
Quindi, per quanto riguarda gli elementi, la tecnica micromodulare non avrà più, entro un tempo ragionevole, dei grossi ostacoli. La gamma di elementi disponibili è ormai sufficiente per molti casi ed anche la qualità non è inferiore a quella degli elementi convenzionali.

4. - GRUPPI DI MONTAGGIO

Finora la tecnica micromodulare ha risolto il problema del collaggio interno dei gruppi mediante dei conduttori paralleli e verticali (possibilmente non interrotti; non mancano però delle proposte per delle soluzioni meno rigide.
Si è dimostrato praticamente che con 12 fili si può realizzare qualsiasi circuito Nel caso dei transistori e degli altri elementi a più terminali si dovrebbero preferire punti di attacco completamente asimmetrici, in modo che se tali elementi compaiono più volte non blocchino tutte le posizioni dei punti di attacco. Nel caso dell'esecuzione a 12 fili si dovrebbe evitare di interrompere i conduttori; ciò non è possibile nel caso dell'esecuzione a 6 fili, però in questo caso il taglio dei conduttori non presenta difficoltà.
La stretta vicinanza degli elementi, fra loro e con i conduttori che collegano altri elementi, obbliga il progettista del circuito ad un approfondito studio della disposizione degli elementi all'interno del gruppo. Infatti fra due piastrine adiacenti si ha una capacità parassita dell'ordine di 1 pF; anche nel caso di due conduttori vicini si hanno delle capacità dello stesso ordine di grandezza.
Nel caso di impiego di condensatori aventi una costante dielettrica ε = 3000 si può arrivare ad una capacità parassita fra due occhi di saldature adiacenti di 10-20 pF.
Per il montaggio dei gruppi sono sufficienti, almeno per pochi pezzi, dei mezzi molto semplici. Si consiglia di saldare a mano con saldatori di piccola potenza (10-20 W). Le premesse per una buona saldatura sono una accurata stagnatura degli occhi e del filo ed una sufficiente metallizzazione degli occhi di saldatura. Le prove finora fatte di sistemi di saldatura per immersione sembra non abbiano dato ancora dei buoni risultati. La minima distanza fra gli occhi di saldatura favorisce troppo la formazione di ponticelli di stagno.
Una grande importanza per la funzionalità dei gruppi ha anche l'impregnazione. In questo campo è conveniente l'impiego di resine indurenti possibilmente con un ritiro minimo. Come per esempio

l'« araldit » ed i prodotti similari. Ci si deve però assicurare che la massa non danneggi gli elementi o non alteri troppo i loro valori elettrici. Possibilmente conviene porre i gruppi appena impregnati sotto vuoto al fine di estrarre tutte le bolle d'aria che durante l'indurimento potrebbero provocare rotture delle piastrine. In qualche caso può essere conveniente avvolgere preventivamente certi elementi sensibili alla pressione (per esempio le bobine) con una massa elastica. L'utilizzatore deve però ricordarsi che l'impregnazione con una massa organica (di qualsiasi tipo) non costituisce affatto una protezione a tenuta. Se si ritiene necessaria una tale protezione conviene applicarla al complesso dei gruppi modulari o a tutto l'apparecchio.
Più gruppi micromodulari possono essere collegati assieme per mezzo di circuiti stampati (fig. 7). Naturalmente nella preparazione dei circuiti stampati occorre tenere conto delle esigenze della tecnica micromodulare. Per esempio con il sistema RCA occorrono dei fori da 0,5-0,6 mm distanti 1,9 mm. Natumente bisogna ridurre anche la larghezza e le distanze fra i conduttori. D'altra parte si potrà ridurre anche lo spessore della bachelite a 0,8-1 mm.
Molto spesso si pone in discussione anche la caricabilità dei gruppi. Di solito l'importanza di questo problema viene sopravalutata. Le potenze dissipate nei gruppi transistorizzati sono così piccole che, anche con la tecnica micromodulare, non possono provocare un riscaldamento eccessivo del gruppo. Si deve inoltre ricordare che l'impregnazione favorisce lo stabilirsi di una temperatura uniforme in tutto il gruppo. Il calore prodotto viene trasmesso all'esterno per mezzo della convezione sulle pareti dei gruppi e per mezzo della conduzione lungo i conduttori. Per dare anche un valore puramente orientativo si può dire che in servizio permanente si può ammettere una potenza dissipata di 100 mW per gruppo senza doversi preoccupare per il raffreddamento. Ed infine ci si dovrebbe anche chiedere: che cosa impedisce all'utilizzatore della tecnica micromodulare di usare accanto ai gruppi modulari anche elementi normali di grande potenza come condensatori elettroliti, trasformatori, transistori di potenza, ecc. quando ciò sia richiesto da questioni di potenza o da altre esigenze circuitali? *A*

Calcolo elettronico per ricerche sulle radiazioni in una università americana

Il Rettore dell'Università di Notre Dame, nell'Indiana (Stati Uniti), ha annunciato la prossima istituzione di un Centro di calcolo elettronico presso quella Università. L'attuazione di questo impegnativo progetto, che costerà complessivamente oltre tre milioni di dollari, è stata facilitata e resa più spedita dal dono di un milione di dollari da parte della Sperry Rand Corp.
Il Centro si servirà di un complesso per l'elaborazione elettronica Univac 1107 a memoria pellicolare e delle relative unità periferiche, anch'esse fornite dalla Division Univac della Remington Rand.
Il completamento dell'impianto è previsto per l'autunno del 1962. Esso sarà a disposizione delle varie facoltà e dei diversi istituti che compongono l'Università (Scienze, Ingegneria, Umanistica, Commercio) sia per lo studio sia per la ricerca. È prevista anche l'istituzione di nuovi corsi per studenti come pure per laureati sul calcolo e sulla tecnologia. Si prevede che il Centro accompagnato da questi nuovi corsi farà dell'Università di Notre Dame una scuola d'avanguardia nel campo del calcolo elettronico.
Il Centro contribuirà in particolare alle ricerche del Laboratorio sulle radiazioni già in funzione presso l'Università per lo studio degli effetti delle radiazioni sugli organismi fisici, chimici e biologici.
In un prossimo futuro sarà costruito presso l'Università un nuovo Laboratorio sulle radiazioni, col contributo della Commissione per l'energia atomica degli Stati Uniti.
L'Univac 1107 è il primo elaboratore elettronico di uso generale che si serva di una « memoria pellicolare » ed è quindi il più veloce fra tutti gli elaboratori attualmente prodotti. Le sue velocità di elaborazione vengono calcolate in nanosecondi (cioè in miliardesimi di secondo). In un solo secondo l'elaboratore, durante il suo normale funzionamento, può accedere un milione di volte alla memoria pellicolare. Oltre a questo nuovo sistema di memoria, il complesso si avvale anche di due memorie a nuclei magnetici, dalla capacità ciascuna di 32.768 parole (velocità di accesso: mezzo milione di volte al secondo) e di una memoria di massa a tamburo magnetico dalla capacità di 4.718.892 caratteri alfabetici e numerici.
L'Univac 1107 con la sua memoria pellicolare e la sua avanzatissima costruzione « Solid State » è l'elaboratore più indicato per la risoluzione dei problemi complessi in « real time ». *(i. s.)*

Considerazioni relative alla progettazione dei cinescopi

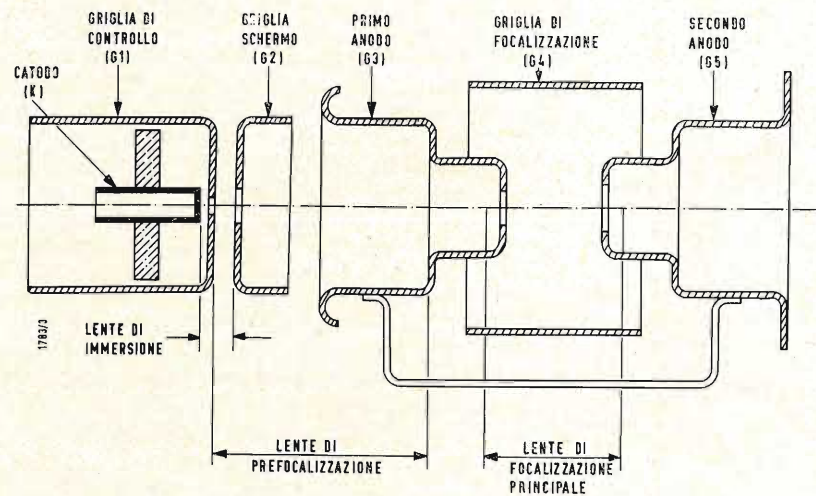



Fig. 1 - Schema di cannone elettronico.

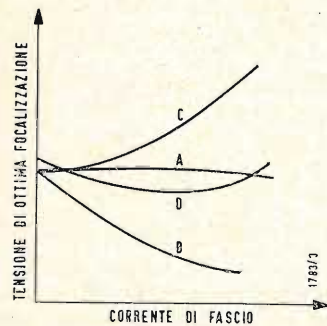



Fig. 2 - Effetto delle variazioni della lente prefocalizzatrice sulla caratteristica di focalizzazione.

1. - INTRODUZIONE

Il progetto di un cinescopio è sempre il risultato di un compromesso tra diverse esigenze, tra loro in parte contrastanti. La conoscenza dei risultati che si possono raggiungere allo stato attuale della tecnica riteniamo sia utile al progettista di apparati per l'orientamento nella scelta del cinescopio più vantaggioso e perciò pubblichiamo le presenti considerazioni.

Per giudicare dei risultati possibili nella progettazione di un cinescopio, è necessario: 1) avere presenti le caratteristiche di un tubo ideale, 2) sapere esattamente quali di queste caratteristiche ideali sono essenziali e quali possono essere trascurate senza compromettere il buon rendimento del ricevitore, 3) sapere esattamente come varia questo rendimento al variare dei diversi parametri del tubo, Al momento attuale, anche se molti progressi si sono attuati in questo campo, tuttavia il progetto di un cinescopio, e quindi il progetto di un ricevitore TV, possono essere considerati suscettibili di miglioramento ulteriore.

2. - CARATTERISTICHE DI UN CINESCOPIO IDEALE

Anche se non si può definire un tubo ideale che soddisfi completamente alle esigenze di tutta l'industria TV, si può pensare che una meta da fissare al progettista possa essere definita dalle seguenti caratteristiche:

1) Minimo peso.
2) Minima lunghezza.
3) Minima potenza di deflessione.
4) Minima distorsione dell'immagine (dovuta alle caratteristiche intrinseche del cinescopio).
5) Alta luminosità per basse tensioni d alimentazione e bassi segnali.
6) Assenza di scariche.
7) Lunga durata dello schermo del catodo.
8) Alta definizione (punto di piccole dimensioni a vari livelli di corrente).
9) Buona focalizzazione sull'intero schermo.
10) Assenza di alone (punto di piccole dimensioni anche per alte correnti).
11) Buon contrasto.
12) Nessuna sfocalizzazione dell'immagine a causa del centraggio.
13) Basso costo.
14) Facilità di installazione.

Naturalmente è difficile che tutte queste condizioni siano soddisfatte simultaneamente. Inoltre, non si è presa in considerazione la possibilità che la forma del bulbo cambi, tenendo presente soltanto la forma dei bulbi attuali. Allo stesso modo si dovrà supporre che il progetto del giogo e del magnete di centratura sia già fissato cercando di ottenere le migliori prestazioni possibili da un tubo che utilizzi componenti del tipo attualmente in commercio.

Si dovrà anche supporre che l'efficienza dello schermo e la resistenza alle bruciature siano indipendenti dalle altre caratteristiche, cosa questa che rappresenta il risultato più nuovo raggiunto nel campo della progettazione di un tubo.

3. - EFFETTI RELATIVI ALLA VARIAZIONE DEI PARAMETRI

Piuttosto che esaminare la lista delle caratteristiche e discutere quali parametri del tubo si influenzino reciprocamente è più semplice elencare i parametri che possono essere variati e l'effetto che ciascuno di essi ha sul funzionamento del tubo. Bisogna notare che quello che sarà detto più avanti, però, non costituisce una legge inderogabile, ma piuttosto riflette la situazione attuale e le attuali conoscenze in questo campo.

(*) Da *Informazioni tecniche* FIVRE, n. 52-60.

Fig. 3 - Effetto di un'apertura delimitatrice del fascio sulla caratteristica di focalizzazione.

3.1. - Angolo di deflessione

Attualmente vengono usati solo tubi a 90° e 110° (valori arrotondati che includono anche i tipi a 92° e 114°). I vantaggi più noti dei tubi a 90° sono: più bassa potenza di deflessione e minori distorsioni (migliore linearità e minore forma «a cuscino» dell'immagine), mentre i tubi a 100° hanno il vantaggio indiscutibile di essere più corti e più leggeri. La scelta dell'angolo di deflessione è una delle prime cose che il progettista deve fare.

Meno sconosciuto è il fatto che nei tubi a 110° è più facile raggiungere una buona soluzione di compromesso tra dimensioni del punto, luminosità e contrasto in piccole zone. I 110° inoltre sono migliori dei 90°, anche per quello che riguarda il contrasto su larghe aree. D'altra parte, i tubi a 90° sono generalmente migliori per quel che riguarda l'assenza di scariche. Contrariamente a quello che ci si potrebbe aspettare, però, i 110° competono con i 90° per quanto riguarda una buona focalizzazione su tutto lo schermo.

3.2. - Lunghezza del cannone e del collo

Un cannone lungo darà un punto di dimensione più piccole di quelle del punto formato da un cannone corto, qualunque sia la corrente di fascio, e finchè, naturalmente, i due cannoni siano stati progettati per funzionare nello stesso modo.

Il vantaggio che si ottiene usando un cannone lungo è relativamente scarso, particolarmente, poi, se il cannone è piuttosto lungo rispetto al collo. Infatti se il cannone è troppo lungo per il collo, viene alterata la focalizzazione ai bordi perchè si ha deflessione prima della lente principale di focalizzazione (v. fig 1) e quindi il fascio di elettroni passa attraverso una sezione della lente di alta aberrazione. La centratura del raster per mezzo di un magnete separato posto dietro il giogo è anche causa di scarsa focalizzazione ai bordi.

In più, si ha tendenza a disuniformità di focalizzazione tra il centro e gli angoli, se viene usato un cannone lungo, a causa del grande diametro del fascio nella regione del giogo e del grande angolo di convergenza del fascio.

Con cannoni lunghi, inoltre, l'allineamento diventa critico e quindi si richiedono magneti di correzione del fascio per una buona messa a punto.

3.3. - Progetto della «lente di prefocalizzazione»

Il dispositivo della «lente di prefocalizzazione» è formato dalla griglia-schermo e dal primo anodo (griglia 2 e griglia 3, fig. 1). Variando la forma, la lunghezza e il diametro di queste parti del cannone, è possibile modificare sostanzialmente il funzionamento del tubo, in modo particolare per quello che riguarda le dimensioni del punto e le caratteristiche di focalizzazione. È piuttosto difficile prevedere quale sarà l'effetto di una eventuale variazione, perchè nella maggiore parte dei cannoni la G_2 è così corta che una variazione nella zona G_2-G_3 ha effetto anche sulla lente costituita dalla regione catodo-G_2.

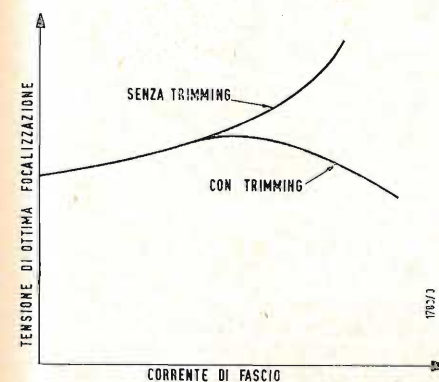
Alcune possibili modifiche di progetto sono illustrate in fig. 2. A causa dell'aberrazione sferica delle lenti, il punto tende ad essere piuttosto largo e compatto quando è sottofocalizzato; si presenta invece come un «nucleo» scuro circondato da un alone quando è sovrafocalizzato. Il «miglior fuoco» è definito come la tensione che produce un punto compatto dalle dimensioni più piccole possibili, cioè «il cerchio di minima confusione». Le curve tensione di focalizzazione-corrente di fascio illustrano la variazione di funzionamento che si può ottenere modificando «la lente di prefocalizzazione».

La curva A corrisponde a un tubo ideale, cioè la stessa tensione di focalizzazione produce sempre il punto «migliore» per qualunque corrente di fascio.

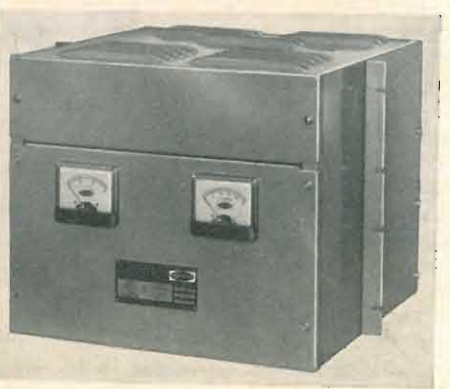
La curva B corrisponde a un tubo che richiede per alte correnti di fascio una tensione di focalizzazione più bassa di quella necessaria per basse correnti. Se questo tipo viene focalizzato a bassa corrente, per correnti alte il punto sarà sottofocalizzato a bassa corrente, per correnti alte il punto sarà sottofocalizzato. e perciò sarà largo ma nitido. Se la tensione di focalizzazione viene abbassata per focalizzare il punto ad alta corrente, per correnti basse il punto sarà sovrafocalizzato e quindi evanescente. Il tubo a cui corrisponde la curva C, d'altra parte, se focalizzato a bassa corrente, per alte correnti presenta un punto sovrafocalizzato circondato da alone.

La curva D rappresenta la migliore approssimazione alla curva ideale. Il »miglior fuoco» si ha per due valori di corrente, ma per tutti gli altri valori della corrente la focalizzazione rimane pressochè costante.

Bisogna notare due cose: 1) la tensione di focalizzazione per i bordi dello schermo sarà più alta di quella richiesta per il centro; perciò, in genere, è necessario avere un punto al centro piuttosto largo oppure un punto ai bordi circondato da alone, a meno che non si usi una focalizzazione dinamica; 2) da un punto di vista pratico sarebbe desiderabile avere un tubo che presenti una curva del tipo C, purchè però l'aumentata risoluzione delle zone dell'immagine di alta luminosità superi la perdita di contrasto in piccole zone, dovuta al fatto che il punto è circondato da alone.

Si può dire inoltre che i tubi caratterizzati dalla curva B sono meno sensibili

degli altri per quanto riguarda la mancanza di allineamento del cannone. Un cannone male allineato in condizioni di sottofocalizzazione darà ancora un'immagine netta del punto, mentre un cannone male allineato in condizioni di sovrafocalizzazione produrrà un punto con una lunga « coda ».

3.4. - Limitazione del fascio (trimming)

Le caratteristiche di un tubo possono essere ulteriormente modificate usando delle aperture che delimitano il fascio

La RAYTHEON costruisce dei carica batterie trifasi (sopra) con circuiti magnetici e raddrizzatori al silicio per 50 V, 25 A insensibili a variazioni della rete tra 95 e 130 V. Altro carica batterie (sotto) per 50 V, 12 A avente per il rimanente uguali caratteristiche del precedente è pure costruito dalla RAYTHEON.

elettronico. A causa della distribuzione degli elettroni nel fascio, le dimensioni del punto focalizzato o sottofocalizzato non variano molto, a meno che non ci sia un'apertura limitatrice che interessi la corrente in eccesso. La delimitazione del fascio, però, può essere utile soprattutto perchè, per alte correnti, riduce l'alone intorno al punto sovrafocalizzato.
Il « trimming » ha l'effetto di ridurre sia la tensione necessaria per il « miglior fuoco » che le dimensioni del punto in queste condizioni. La fig. 3 illustra le caratteristiche di focalizzazione che pos sono essere ottenute. Se la luminosità in funzione della corrente di fascio viene valutata nel modo solito, cioè usando un raster non modulato, il « trimming » per alte correnti di fascio, diminuendo le dimensioni dell'alone intorno al punto, causerà una perdita apparente di luminosità. Questo potrà far sorgere dei dubbi sull'utilità di usare un tale metodo, ma appare chiaramente che un punto di piccole dimensioni e nitido produce zone di alta luminosità che appaiono più brillanti e più nitide di quelle prodotte da un punto di dimensioni maggiori, o da un punto circondato da alone. Se si usa un cannone lungo in un collo piuttosto corto, il campo creato dal magnete di centratura può deviare il fascio dall'apertura, causando una perdita eccessiva di luminosità. Naturalmente, anche un cannone male allineato può causare perdita di luminosità nel caso che si usi il « trimming ».

3.5. - « Lente di immersione » e parametri relativi

La « lente di immersione » è quella creata dal campo compreso tra il catodo e la griglia schermo. I parametri che possono essere variati sono quindi: la distanza, i diametri delle aperture e lo spessore, Nei cannoni attuali, la griglia schermo è abbastanza corta da permettere che il campo prodotto dall'anodo penetri in questa regione. La lente di prefocalizzazione e la lente di immersione sono interdipendenti, cosa questa che rende molto difficile la formulazione di regole generali che tengano conto dell'effetto di eventuali modifiche. Ci sono alcuni principi che sembrano avere validità generale, ma anch'essi non si possono applicare indiscriminatamente in tutti i progetti di tubi:
a) Un'apertura più piccola della griglia controllo di solito produce un punto di dimensioni più piccole e una migliore risoluzione; se però si esagera in questo senso, la vita del tubo ne sarà influenzata negativamente. Inoltre per mantenere l'interdizione ai valori raggiunti, bisognerà ridurre le distanze tra il catodo e la griglia controllo e tra la griglia controllo e la griglia schermo, aumentando così il pericolo di corto circuito e di perdite.
b) Aumentando la tensione in questa regione con un progetto che permetta di avere una tensione di griglia schermo più alta oppure con un progetto che permetta una maggiore penetrazione del campo anodico, di solito si ottiene una riduzione delle dimensioni del punto; ma questo effetto non è molto pronunciato. Questa modifica è accompagnata anche da una riduzione di mutua conduttanza per i ricevitori in cui il segnale video è applicato al catodo.
c) Variando la distanza tra la griglia controllo e la griglia schermo vengono modificate le caratteristiche di focalizzazione, di cui si è parlato al punto 3). Questo dimostra che l'intera regione tra il catodo e il primo anodo deve essere considerata come una sola unità.

3.6. - Diametro del cannone

A parità delle altre condizioni, il funzionamento di un tubo, per quanto riguarda le dimensioni del punto sullo schermo, può generalmente essere migliorato aumentando il diametro della lente focalizzatrice principale e della lente prefocalizzatrice. Questo avviene perchè la aberrazione è, in generale, più bassa se si utilizza soltanto la porzione centrale di una lente piuttosto larga. Qualunque sia il diametro del collo, per il diametro del cannone esistono dei limiti oltre i quali si possono avere difficoltà di fabbricazione oppure si corre il rischio di produrre degli esemplari troppo deboli meccanicamente. Inoltre, la distanza tra gli elementi del cannone può essere troppo piccola creando così pericolo di scariche.

4. - CONCLUSIONI

In definitiva, il progetto di un cinescopio è un compromesso basato su: 1) accordo tra il progetto e il fabbricante per quello che riguarda le più importanti caratteristiche; 2) possibilità di realizzazione pratica dei vari tipi di progetto; 3) fattori economici relativi a un mercato potenziale per il nuovo prodotto; 4) conoscenza della tecnica di progettazione.
Parecchi progressi sono stati fatti in alcuni campi: si è raggiunto una notevove sicurezza nello stabilire quali caratteristiche sono più importanti per quello che riguarda la qualità dell'immagine; si ha una sempre maggiore esperienza nei riguardi di quei parametri che influiscono sulle caratteristiche di funzionamento del tubo; le tecniche di produzione hanno fatto e fanno tuttora grandi progressi, rendono possibile l'uso di cannoni elettronici che richiedono tolleranze estremamente strette.
Tuttavia ci sono dei campi in cui sono necessari ancora ulteriori progressi. Infatti esistono opinioni completamente differenti per quello che riguarda alcuni argomenti, come, per esempio, la lunghezza dei colli, o la valutazione relativa dell'intensità luminosa in funzione delle dimensioni del punto sullo schermo, e così via. Appunto a causa di queste opinioni contrastanti si rende necessaria la progettazione di una grande varietà di cinescopi e di cannoni. A.

i. t.

PCL 85 triodo-pentodo per circuiti di deflessione verticale *

Fig. 1 - Triodo-pentodo PCL85.

Fig. 2 - Sezione del sistema elettrodico semplificato per indicare la costruzione delle griglie « in ombra »: a = anodo; g_2 = griglia schermo; g_1 = = griglia controllo; k = catodo; e = corrente di elettroni.

(*) Dal *Bollettino Tecnico d'Informazione* PHILIPS, n. 26.

FINO AD OGGI sono impiegate come valvole finali di quadro per deflessione di 110° principalmente il triodo-pentodo PCL 82 e il pentodo PL 84. Si deve tener presente però che la valvola PCL 82 può essere impiegata soltanto in particolari condizioni e che la PL 84, nonostante fornisca una potenza superiore a quella della PCL 82, è meno usata a causa della mancanza del triodo. Quando si verificano condizioni sfavorevoli (per esempio, tensioni di alimentazione basse, bobine di deflessione poco sensibili ecc.) l'energia per la deflessione fornita dalla PCL 82 risulta inadeguata. Il nuovo triodo-pentodo PCL 85 è stato appositamente sviluppato per disporre, per gli stadi finali di quadro, di una valvola più efficiente che riunisse le caratteristiche della PCL 82 e della PL 84. La sezione triodo della PCL 85 è stata infatti progettata per essere impiegata come oscillatrice di quadro o come amplificatrice di impulsi, mentre il picco di corrente ottenibile dalla sezione pentodo della PCL85 copre largamente tutte le necessità richieste da uno stadio finale di quadro per deflessione di 110°
Siccome la PCL 85 è stata costruita per essere impiegata come oscillatrice e finale di quadro, nella sua realizzazione si è tenuto conto delle particolari caratteristiche richieste da questi circuiti e cioè assenza di microfonicità, linearità delle caratteristiche, assenza di effetto *S* ecc....

1. - SEZIONE TRIODO

La sezione triodo della PCL 85 è stata progettata per essere vantaggiosamente impiegata come:

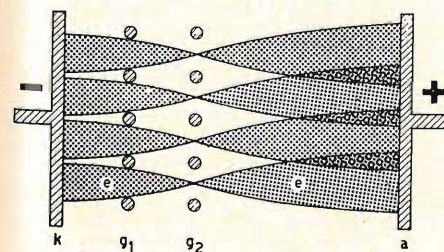
a) oscillatrice di quadro in un circuito blocking;

b) triodo per un multivibratore di quadro;

c) amplificatore di impulsi.

In particolare, gli impieghi *a*) e *b*) richiedono correnti anodiche di picco di considerevole ampiezza. Per questo motivo, il picco di corrente anodica ottenibile dalla sezione triodo della PCL 85 ha un valore sufficientemente elevato e tale da soddisfare le esigenze di qualsiasi progetto; ovviamente, ciò è ottenuto a spese della resistenza interna che risulta, perciò, bassa.
Il coefficiente di amplificazione è 50. Se il triodo viene impiegato come amplificatore di impulsi in circuiti con controreazione di corrente, questo valore è soddisfacente e, d'altra parte, non è neppure troppo elevato e tale da richiedere un corrispondente valore elevato di pendenza; infatti, per la nota relazione $\mu = R_i.S$, perchè R_i risulti bassa, (come abbiamo visto in precedenza) è necessario aumentare il valore di *S*. Ma un valore elevato di pendenza avrebbe richiesto un sistema elettrodico di maggiori dimensioni che, a sua volta avrebbe limitato la dissipazione ammissibile del pentodo.
È sulla base di queste considerazioni quindi che le dimensioni del sistema elettrodico del triodo sono state ridotte e tali da consentire, nella sezione pentodo, una dissipazione anodica di 7 W invece dei 5 W della PCL 82.

2. - SEZIONE PENTODO

La sezione pentodo della PCL 85 può fornire un picco elevato di corrente anodica a bassi valori di tensione anodica senza, naturalmente, che venga superata la massima dissipazione di griglia schermo. Allo scopo, il pentodo è munito di griglia schermo « in ombra », significando, con ciò, una particolare disposizione delle griglie in base alla quale guardando dal catodo (fig. 2), le spire della griglia schermo risultano disposte « nell'ombra » di quelle della griglia controllo. Questo accorgimento riduce considerevolmente il numero di elettroni che, dirigendosi verso l'anodo, andrebbero ad urtare sui fili delle spire della griglia schermo; la corrente di griglia schermo diventa perciò inferiore a quella che si avrebbe se le griglie fossero montate nella maniera convenzionale. Con tensioni anodiche elevate, il rapporto tra corrente anodica e corrente di griglia schermo è circa due volte superiore a quello analogo della PCL 82; con tensioni anodiche basse, esso tende a diminuire; ma a parità di corrente di griglia schermo e con tensioni anodica di 50 V, tale rapporto risulta ancora abbastanza elevato; si ha infatti una corrente anodica più elevata di circa il 50% di quella fornita dalla PCL 82. L'elevato picco di corrente anodica della PCL 85 consente di progettare stadi finali di quadro con trasformatori di uscita di dimensioni ridotte: questo, senza dubbio, è un notevole vantaggio

per il progetto di ricevitori economici, Ciò però non esclude che non si possano progettare stadi finali funzionanti con un picco di corrente anodica più basso; basta, in questo caso, impiegare un trasformatore di uscita di maggior dimensioni, senza contare che, in questa ultima condizione, la valvola risulta meno carica e lavora con una maggiore sicurezza di funzionamento.
Qui di seguito descriveremo questi due tipi di stadi finali di quadro.

3. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 3 è indicato lo schema elettrico di un circuito per la deflessione verticale, nel quale, il doppio triodo ECC 82 funziona come multivibratore, la sezione triodo della PCL 85, come amplificatore con controreazione di corrente e la sezione pentodo come finale di quadro.
Il dente di sega prodotto dal multivibratore è portato, tramite una rete correttrice, alla griglia del triodo amplificatore, al catodo del quale viene applicato un segnale di controreazione prelevato ai capi di una resistenza di basso valore inserita in serie tra il secondario del trasformatore di uscita e le bobine di deflessione. L'andamento della tensione ai capi di questa resistenza è uguale a quello del dente di sega di corrente della bobina di deflessione. Questo circuito di controreazione fa sì che la forma d'onda del dente di sega di corrente nelle bobine di deflessione non venga influenzata nè dalla variazione dei parametri della valvola nè dalla variazione dell'impendenza delle bobine causata dal riscaldamento delle medesime. Il segnale di uscita dell'amplificatore controreazionato viene applicato successivamente alla griglia del pentodo PCL 85 che lavora come una normale valvola finale di quadro.

3.1. - Multivibratore

L'impiego dell'amplificatore controreazionato richiede, ovviamente, che l'oscillatore fornisca una tensione a dente di sega con andamento negativo. Si è scelto come generatore del dente di sega un circuito multivibratore; naturalmente, possono essere usati anche altri tipi di circuiti (per esempio, il circuito integratore transitron-Miller).
Il primo triodo del multivibratore (V_1), durante il tempo di scansione, non conduce. Il secondo triodo (V_2), amplifica un segnale a dente di sega con andamento positivo, che si forma ai capi di C_7. Siccome la tensione di pilotaggio richiesta dal secondo triodo (V_2) è piuttosto bassa (15 V), la linearità del dente di sega ai capi di C_7 è buona. Il catodo del secondo triodo viene collegato ad una presa centrale del carico anodico del primo triodo; ciò assicura un ulteriore miglioramento della linearità in quanto, il segnale applicato alla griglia di V_2 risulta formato dalla differenza tra la tensione applicata al catodo e quella presente sulla griglia. Durante il tempo di ritorno, il secondo triodo viene quasi completamente bloccato da un impulso negativo prodotto dalla corrente di scarica attraverso R_{10} e C_8. L'impulso positivo presente sull'anodo del secondo triodo (fig. 4) è riportato in griglia di V_1 attraverso una rete differenziatrice che provvede a sopprimere il segnale a dente di sega presente anche all'anodo di V_2. La corrente di griglia carica il condensatore C_4, (fig. 5), per cui, dopo il tempo di ritorno, il triodo V_1 risulta bloccato dalla tensione ai capi del condensatore C_4. La frequenza del segnale a dente di sega dipende dai valori di C_4, R_3, R_4 e R_6, e può essere variata, tra 35 e 70 Hz, mediante R_3. L'oscillatore viene sincronizzaro da un impulso positivo applicato alla griglia di V_1. Gli impulsi di sincronismo di quadro, di polarità positiva, sono raddrizzati dal diodo OA 85 e caricano il condensatore C_2. La tensione positiva risultante ai capi di C_2 funge da tensione limitatrice del segnale di sincronismo medesimo il quale, presente ai capi della resistenza R_2, viene successivamente differenziato da C_3, R_4 e R_3 e applicato alla griglia di V_1.
Il vantaggio di questo circuito limitatore consiste nel poter disporre di una tensione limitatrice che varia con l'ampiezza costante, indipendentemente dall'ampiezza che i medesimi possono avere all'ingresso del limitatore.
Anche i disturbi, eventualmente presenti nel segnale di sincronismo vengono differenziati da C_3 e portati alla griglia di V_1. Dato però che V_1, durante il tempo di scansione, resta bloccato nessun segnale di disturbo può essere presente nella tensione a dente di sega ai capi di C_7. Questi segnali possono però arrivare sull'anodo di V_2, tramite C_4 e C_5 ma il loro effetto viene, in questo caso, neutralizzato dai due condensatori, C_{11} e C_{13}. Siccome questi disturbi vengono differenziati da C_3, per sopprimerli efficacemente basteranno condensatori di basso valore.
L'ampiezza della scansione può essere variata mediante R_{15}; la linearità viene regolata da R_{19}, in quanto, quest'ultima può influenzare la forma d'onda e l'ampiezza della tensione, ad andamento parabolico, ai capi di C_{12}. Il rapporto tra i valori delle resistenze R_{17} e R_{18} stabilisce l'apporto di tensione ad andamento parabolico sul valore complessivo della tensione di pilotaggio applicata alla griglia di V_3. Questo rapporto viene calcolato per una eccitazione del pentodo finale con pendenza iniziale zero ma può essere valido anche per altri tipi di eccitazione.

3.2. - Amplificatore con controreazione di corrente

Il triodo della valvola PCL 85 (V_3) è usato come amplificatore con controreazione di corrente. A ciò provvede una resistenza di basso valore (R_{25}), collegata in serie al catodo. Il valore della tensione ai capi di questa resistenza è funzione dell'ampiezza della corrente di deflessione circolante nelle bobine, per cui, una diminuzione della corrente di deflessione ha, come effetto, un aumento della tensione applicata fra griglia e catodo del triodo; in questa maniera, viene compensata un'eventuale diminuzione della corrente di deflessione. La differenza, rispetto massa, tra il valore della tensione a dente di sega (ricavata ai capi della resistenza R_2 e quella applicata alla griglia di V_3 è minima (0,4 V_{pp}), e rappresenta l'effettiva tensione di pilotaggio di V_3. Il fattore di controreazione di questo circuito dipendente dal rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita è circa 15. *A*

Fig. 3 - Schema elettrico di un circuito per la deflessione di quadro impiegante le valvole ECC82 e PCL85.

R_1 = 1 MΩ; R_2 = 10 MΩ; R_3 = 1 MΩ; R_4 = 1,2 MΩ; R_5 = 0,47 MΩ; R_6 = 4,7 kΩ; R_7 = 2,2 MΩ, 1 W; R_8 = 2,2 MΩ, 1 W; R_9 = 2,2 MΩ, 1 W; R_{10} = 5,6 kΩ; R_{11} = 1,8 MΩ; R_{12} = 5,6 kΩ, 1 W; R_{13} = 39 kΩ, 1 W; R_{14} = 0,12 MΩ; R_{15} = 0,5 MΩ; R_{16} = 0,27 MΩ; R_{17} = 0,33 MΩ; R_{18} = 0,12 MΩ; R_{19} = 0,2 MΩ; R_{20} = 1,5 kΩ; 1 W; R_{21} = 33 kΩ, 1W; R_{22} = 1,8 MΩ; R_{23} = 390... 470 Ω; R_{24} = 47 kΩ; R_{25} = 10 Ω; R_{26} = E298ED/P268. C_1 = 33000 pF, 450 V; C_2 = 0,47 μF, 125 V; C_3 = 220 pF, 125 V; C_4 = 3300 pF, 125 V; C_5 = 8200 μF, 450 V; C_6 = 0,1 μF, 125 V; C_7 = 0,22 μF, 125 V; C_8 = 2700 pF, 125 V; C_9 = 0,1 μF, 450 V; C_{10} = 0,1 μF, 450 V; C_{11} = 330 pF, 125 V; C_{12} = 0,1 μF, 125 V; C_{13} = 560 pF, 125 V; C_{14} = 25 μF, 25 V; C_{15} = 0,1 μF, 450 V; C_{16} = 47000 pF, 450 V; C_{17} = 100 μF, 64 V.

Tutte le resistenze, salvo prescrizioni contrarie, sono da $^1/_2$ W.

Fig. 4 - Oscillogramma della tensione anodica di V_2.

Fig. 5 - Oscillogramma del segnale su C_4.

Piero Soati

Note di servizio del telecomando TV «spatial control» Voxson SC89

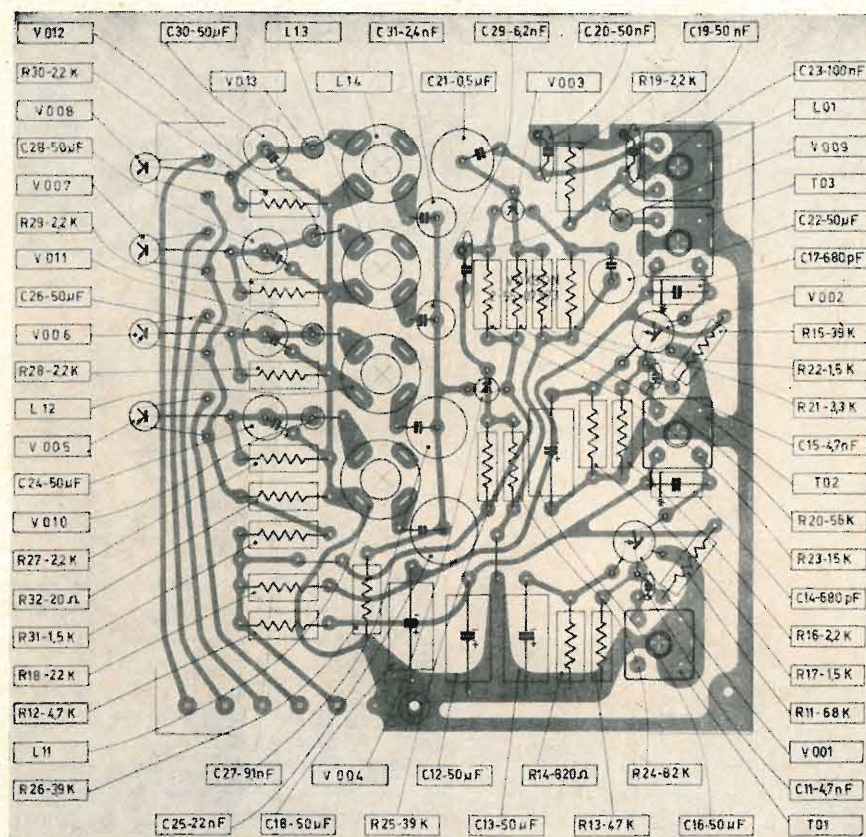



Fig. 1 - Riproduzione della piastra del circuito stampato del ricevitore del telecomando TV « spatial control ».

Lo *Spatial Control* modello *SC*88, costruito dalla Voxson, permette di effettuare il comando e la regolazione a distanza dei televisori modelli 301 e 302, senza l'uso di conduttori o di altri dispositivi di collegamento.

I comandi che si possono eseguire sono i seguenti: *Accensione* e *spegnimento del televisore, regolazione del volume, regolazione del contrasto, commutazione dei canali.*

1. - TRASMETTITORE

Tramite delle barrette in lega leggera che vengono poste in vibrazione da dei martelletti, che entrano in azione schiacciando i tasti, il trasmettitore genera delle oscillazioni elastiche longitudinali nel campo degli ultrasuoni. Queste oscillazioni, pur essendo di tipo smorzato, hanno una durata abbastanza lunga dato che le perdite di potenza delle barrette sono molto limitate.

Per ogni comando si generano due frequenze, leggermente diverse l'una dall'altra, le quali dànno luogo ad un battimento il cui valore si può rilevare dalla tabella 1.

Detti valori sono validi per una temperatura ambientale di 20°C.

Il trasmettitore praticamente ha una vita illimitata, data la robustezza con la quale è stato realizzato ed ha il pregio di non assorbire alcuna energia elettrica essendo costituito esclusivamente da elementi meccanici.

2. - RICEVITORE

Il ricevitore viene applicato al televisore e naturalmente ha il compito di rendere possibile le regolazioni a distanza. Esso può restare sempre acceso essendo realizzato esclusivamente con dei transistori.

2.1. - Transistori usati

V_{001} = OC169 amplificatore a 40 kHz; V_{002} = OC169 amplificatore a 40 kHz; V_{003} = OC71 preamplificatore di battimento; V_{004} = OC71 amplificatore di battimento; V_{005} = 2G-771 finale di potenza per comando del relé E_1; V_{006} = 2G271 finale di potenza per il comando del relé E_2; V_{007} = 2G271 finale di potenza per il comando del relé E_3; $V00_8$ = 2G271 finale di potenza per il comando del relé E_4; V_{009} = OA81 rivelatore di battimento; V_{010} = OA81 pilota transistore V_{005}; V_{011} = OA81 pilota transistore V_{006}; V_{012} = OA81 pilota transistore V_{007}; V_{013} = OA81 pilota transistore V_{008}; *RS* = 754223 raddrizzatore per alimentazione tipo Face Standard.

I suddetti transistori possono essere sostituiti, dalla fabbrica, con altri di tipo equivalente.

2.2. - Il circuito

L'alimentazione è indipendente da quello del televisore e a tale scopo il ricevitore utilizza il trasformatore di alimentazione TO4, con cambio tensione. L'uscita dal raddrizzatore è di 25 V. Un'apposita presa del trasformatore in questione, ha il compito di fornire l'accensione ad una lampadina spia *LP* posta frontalmente sul televisore, la quale ha il compito di segnalare che il ricevitore del comando a distanza è in funzione.

Un microfono piezoelettrico, MC1, e che risuona meccanicamente a 40 kHz, ha il compito di assicurare la ricezione delle frequenze ultra acustiche emesse dal trasmettitore. Esso è accordato elettricamente dal trasformatore T01, che ha pure il compito di adattare il valore dell'impedenza per il collegamento alla base del 1° transistore amplificatore V_{001}. Detto transistore, che funge con emettitore comune, tramite il trasformatore T02 è accoppiato al 2° transistore V_{002}.

Questi due stadi costituiscono un amplificatore a frequenza ultra acustica accordato su 40 kHz con una larghezza di banda di circa 6 kHz. Alla selettività di questo amplificatore si unisce quella del complesso MC1-TO1 che porta la banda passante a 4 kHz.

Dall'uscita del transistore V_{002} il segnale viene trasferito al trasformatore T03 che è inserito sul circuito di collettore e rivelato dal diodo V_{009}.

All'uscita del rivelatore è presente un segnale acustico dovuto al battimento fra le due frequenze emesse dal trasmettitore ed i cui valori sono riportati nella tabella che abbiamo riportato più sopra. Detto segnale viene amplificato rispettivamente dai transistori V_{003}, che funge da preamplificatore di tensione, e V_{004}, amplificatore di potenza. L'eventuale presenza di segnali attorno ai 40 kHz viene eliminata da un filtro che è costituito dall'impedenza *L*01 e dai condensatori C_{19}, C_{20}, C_{21}.

Per ottenere un'uscita a bassa impedenza il transistore V_{004} è collegato in circuito a collettore comune, ed il suo segnale di uscita è prelevato sull'emettitore, cioè ai capi di R_{26}, ed inviato contemporaneamente a quattro circuiti risuonanti, L_{11}-C_{25}; L_{12}-C_{27}; L_{14}-C_{29}; L_{13}-C_{31} i quali sono accordati ciascuno su una delle quattro frequenze di battimento proprie di ogni comando. Perciò tali circuiti risuonanti selezionano i segnali provenienti da V_{004} e tramite un diodo rivelatore li inviano ai transistori finali V_{005}, V_{006}, V_{007}, V_{008}.

Questi quattro transistori hanno gli emettitori collegati in comune e polarizzati negativamente per mezzo del partitore R_{31}-R_{32}. Ciò permette che essi

Tabella 1.

Comando	F_1 [kHz]	F_2 [kHz]	Battimento [kHz]
Accensione	38,6	39,6	1
Volume	39,6	41,8	2,2
Contrasto	41,8	38,6	3,2
Canali	38,6	40,2	1,6

Tabella 2.

Frequenza generatore [kHz]	Circuito	Regolare per la lettura minima
1	Accensione	L_{11}
1,6	Canali	L_{12}
2,2	Volume	L_{14}
3,2	Contrasto	L_{13}

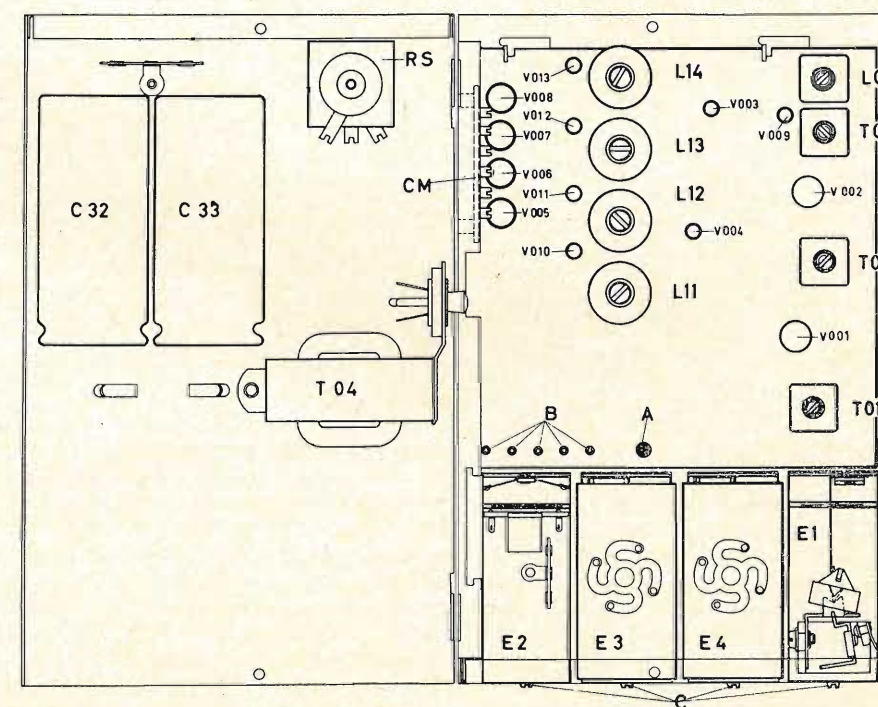



Fig. 2 - Distribuzione dei vari componenti elettrici.

siano mantenuti in stato di interdizione in assenza del segnale.
Su ciascuno dei transistori finali, e precisamente sul circuito di collettore, è inserito un relé il cui compito è di agire su uno dei comandi del televisore. Premendo infatti un tasto qualsiasi del trasmettitore all'uscita del transistore V_{004} si ha il battimento che corrisponde a tale comando il quale eccita uno dei quattro circuiti L_{11}-C_{25}, L_{12}-C_{27}, L_{13}-C_{29}, L_{14}-C_{31}. Il diodo rivelatore, al quale fa capo il circuito accordato, fornisce una tensione negativa alla base del transistore finale il quale diventa conduttore e provoca la chiusa del relé ad esso collegato.
Il relé E_1 ha il compito di accendere e spegnere il televisore e funziona come un interruttore «bistabile» dato che un impulso fa chiudere l'interruttore ed un altro impulso lo fa aprire. Questo interruttore è collocato sul primario del trasformatore di alimentazione del televisore ed è posto in serie all'interruttore generale di questo (I_{603}). Naturalmente se il televisore è stato spento mediante lo *Spatial Control* esso deve essere acceso soltanto tramite lo stesso. Tale necessità però può essere eliminata portando in posizione di spento il commutatore *CM* avente il compito di escludere l'azione del comando a distanza.
Il relé E_2 serve per azionare il cambio dei canali e funziona come un semplice interruttore, *chiuso*, quando viene eccitato, *aperto*, quando il relé è a riposo. Elettricamente l'interruttore è collegato in parallelo al pulsante cambio canali del televisore assolvendone la stessa funzione.
I relé 3 e 4 sono identici ed agiscono come commutatore ad una via tre posizioni. I commutatori ruotano successivamente sulle tre posizioni compiendo uno scatto ad ogni comando durante il quale vengono inserite delle resistenze, aventi valore diverso, sui circuiti interessati del televisore.
Nel caso del relé E_3, relativo il controllo di volume, si varia la resistenza sul circuito di griglia della valvola finale audio, vale a dire il carico del triodo preamplificatore di bassa frequenza: a volume massimo l'interruttore del relé non inserisce alcuna resistenza, sul volume medio è inserita R_{33} ed in quello minimo R_{34}. Per regolare il contrasto, tramite il relé E_4, si varia il valore della resistenza tra il cursore di P_{604} e la massa. La posizione di contrasto massimo si ottiene commutando il cursore direttamente alla massa, la posizione di contrasto medio avviene invece attraverso le resistenze R_{35} e R_{36} in parallelo fra loro e quella di contrasto minimo attraverso la sola R_{36}. Tutti i circuiti che fanno capo ai commutatori ed agli interruttori dei relé sono collegati al televisore mediante un cavo schermato munito di uno spinotto a 9 piedini che viene inserito in una apposita presa del televisore.
Nel caso in cui si desideri asportare il comando a distanza, in tale presa deve essere innestato uno spinotto con tre ponticelli tra i piedini 1-8, 2-6, 4-5 ciò che rende possibile il comando del televisore senza l'uso dello *Spatial Control.* Si deve tenere presente che il commutatore *CM,* relativo il comando a distanza, è stato collegato in modo che nella posizione di spento sono disinseriti i controlli di contrasto e di volume mentre il circuito di alimentazione rimane chiuso in modo da permettere il comando del televisore mediante i dispositivi frontali.
Può essere inserito anche uno stabilizzatore comandato dallo *Spatial Control*: in tal caso detto stabilizzatore dovrà essere inserito tra le spine *A* e *B* (l'ingresso alla spina *A* e l'uscita alla spina *B*) tramite una adatta prolunga. L'interruttore dello stabilizzatore dovrà essere tenuto sempre in posizione di acceso. Questo collegamento agisce in modo che la rete arriva all'ingresso dello stabilizzatore attraverso l'interruttore comandato da E_1 e l'uscita viene inviata al circuito di alimentazione del televisore.

3. - NORME PER L'ALLINEAMENTO

Tale eventualità è molto rara dato che i circuiti del ricevitore sono molto stabili, ad ogni modo se si rendesse neces-

(il testo segue a pag. 161)

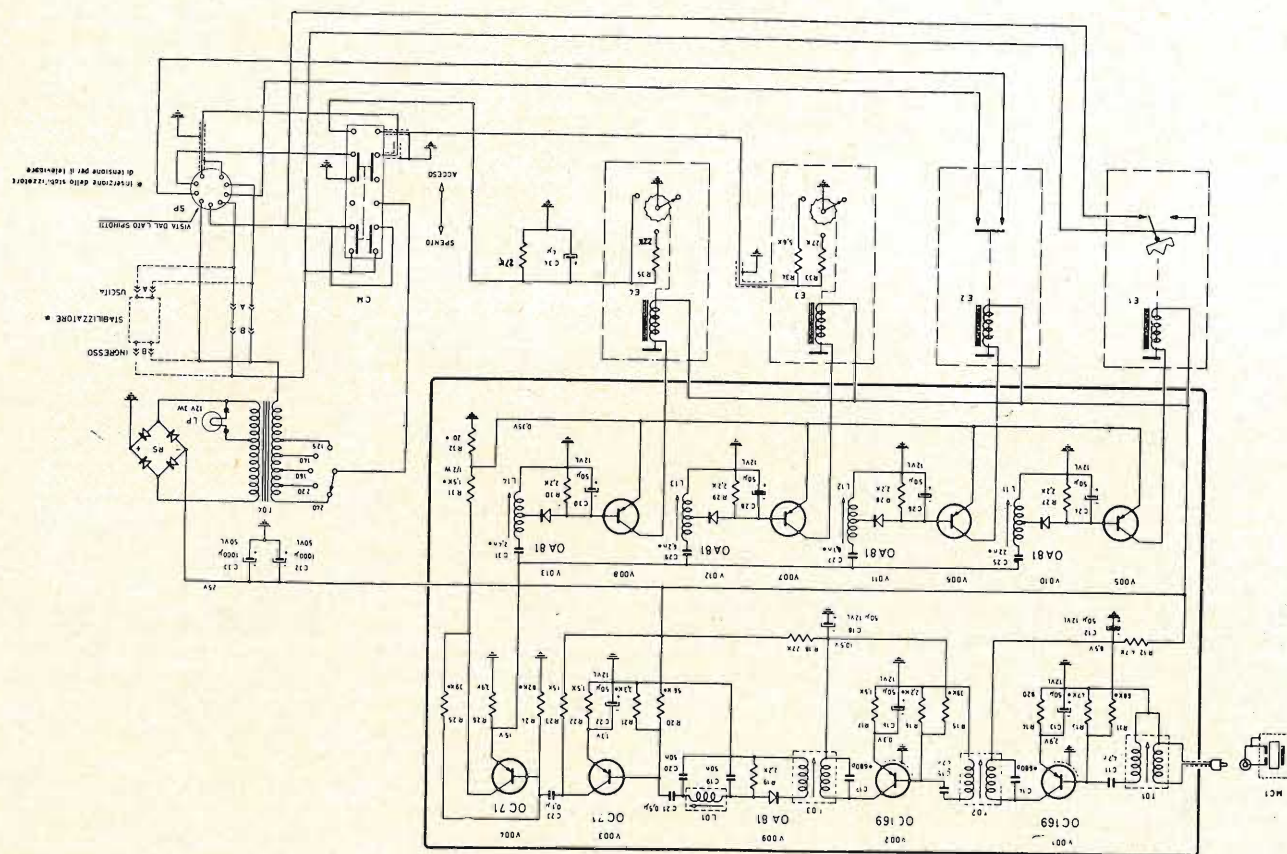



Fig. 3 - Schema elettrico completo del ricevitore del telecomando «spatial control» modello SC88 VOXSON adatto in unione ai ricevitori di TV modelli 301 e 302.

Appunti sul controllo del funzionamento dei radio ricevitori a transistori*

Il sistema di misura e di controllo usato dai tecnici per la riparazione dei radioricevitori a valvola può portare a conclusioni errate se applicato tale e quale nella riparazione di ricevitori a transistori. Ciò per il semplice motivo che i semiconduttori (diodi e transistori) hanno un funzionamento completamente diverso da quello delle comuni valvole. Il tecnico dovrà pertanto familiarizzarsi con nuovi metodi di misura e inserire gli strumenti tenendo conto di queste fondamentali differenze. Il consueto parallelo che di solito si stabilisce tra valvola e transistore è valido solo in senso molto generale.

Fig. 1

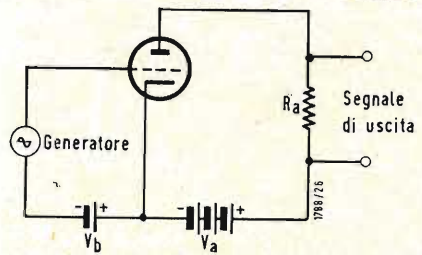
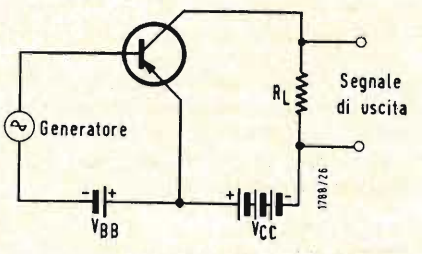
Fig. 2

IL TRIODO e il transistore risultano entrambi costituiti da tre elettrodi; nel primo abbiamo l'anodo, la griglia e il catodo; nel secondo, il collettore, la base, e l'emettitore. In genere, in uno stadio amplificatore a valvola, il catodo è l'elettrodo comune al circuito d'ingresso e al circuito d'uscita (fig. 1); il segnale risulta infatti applicato tra griglia e catodo della valvola e riappare amplficato tra anodo e catodo (ossia ai capi della resistenza R_a). In uno stadio amplificatore a transistor, il circuito più correntemente usato è rappresentato in fig. 2; qui, l'emettitore è comune ai circuiti d'ingresso e di uscita; il segnale risulta applicato tra base ed emettitore e viene raccolto tra collettore ed emettitore (ossia ai capi della resistenza R_L).

1. - OSSERVAZIONI PRATICHE SULL'IMPIEGO DEI DIODI E DEI TRANSISTOR

In tutti i comuni manuali contenenti i dati tecnici delle valvole, la disposizione dei piedini corrispondenti ai differenti elettrodi è un dato che viene presentato con molta evidenza e senza possibilità di errare.
L'individuazione dei vari elettrodi di un transistor è ancora più semplice. In fig. 3 è rappresentato un transistore di piccola potenza (OC71); in esso, il terminale più vicino al punto rosso è collegato al collettore, quello centrale alla base, il terzo all'emettitore. Se il punto rosso venisse cancellato, il terminale del collettore risulterebbe sempre individuabile in quanto sarebbe quello distanziato dagli altri due.
In fig. 4 è indicato un transistore di potenza (OC26). La capsula metallica esterna è collegata dal collettore mentre i terminali di uscita della base e dell'emettitore vengono indicati rispettivamente con le lettere *B* e *E*.
In questo ultimo tipo di transistore (transistore di potenza) è necessario fare in modo che il calore prodotto all'interno venga trasferito all'esterno nel modo più rapido possibile. Per questo motivo, la capsula esterna deve essere sempre in stretto contatto o con lo chassis o con una piastra metallica (radiatore). D'altra parte, essendo la capsula metallica collegata al collettore sarà necessario, in molti casi, isolarla *elettricamente* dallo chassis stesso pur mantenendo un buon *contatto termmico* con quest'ultimo per le ragioni sopradette.
Se consideriamo i bassi valori delle tensioni in gioco, ciò può essere ottenuto abbastanza facilmente. L'isolamento termico comunque deve essere molto basso; quest'ultima esigenza giustifica l'impiego di rondelle di mica estremamente sottili.

2. - AMPLIFICATORE EQUIPAGGIATO CON VALVOLA

In un amplificatore, il segnale ai terminali di uscita ha un'ampiezza superiore a quella dello stesso segnale applicato ai morsetti d'ingresso. La bontà di uno stadio amplificatore è pertanto determinata da un parametro definito dal rapporto tra il segnale disponibile all'uscita e il segnale applicato all'ingresso. Questo parametro non è altro che *il guadagno dell'amplificatore.*
Una tensione alternata v_1 viene applicata tra griglia e catodo della valvola.

(*) Servizio stampa tecnica Philips, n. 3

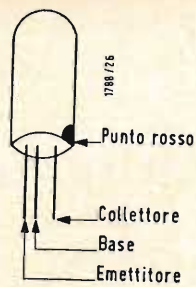



Fig. 3

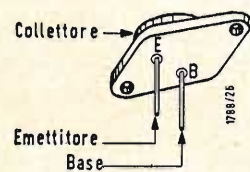



Fig. 4

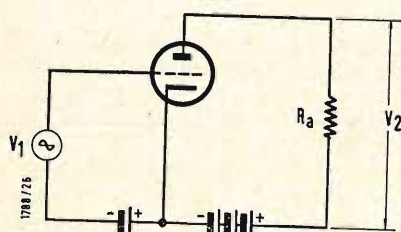



Fig. 5

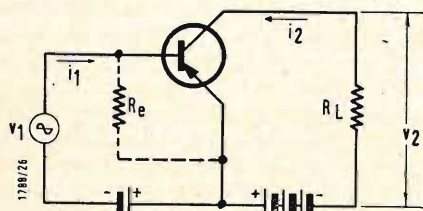



Fig. 6

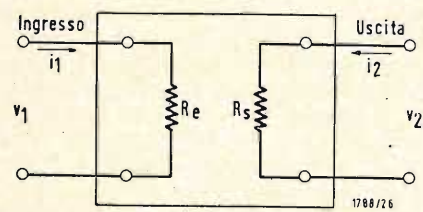



Fig. 7

Quest'ultima viene di solito polarizzata in modo che nel circuito di griglia non circoli, in nessun istante, alcuna corrente; in queste condizioni, la resistenza d'ingresso della valvola può considerarsi di valore infinito.
Ai capi della resistenza R_a sarà presente un certo valore di tensione v_2. La fig. 5 rappresenta questo amplificatore. La tensione v_1 rappresenta il segnale d'ingresso, la tensione v_2 il segnale di uscita. Il guadagno di questo stadio (uguale al rapporto tra il segnale di uscita e il segnale d'ingresso) è pertanto fissato dalla nota relazione:

$$G = \frac{v_2}{v_1}$$

Nel caso di una valvola, per determinare il guadagno dello stadio, basta quindi misurare semplicemente la tensione di uscita e la tensione d'ingresso.

3. - AMPLIFICATORE EQUIPAGGIATO CON TRANSISTOR

È rappresentato in fig. 6. Tra base ed emettitore viene applicata una tensione v_1. Una caratteristica che distingue subito la valvola dal transistore è rappresentata proprio dalla *resistenza d'ingresso* che nel transistore, contrariamente a quanto si verifica in una valvola, ha un valore relativamente basso (per il transistore OC71, per esempio dell'ordine di 1000 Ω). Conseguentemente, se ai capi di questa resistenza si applica una tensione, la legge di Ohm ci consentirà di valutare la corrente che circolerà in essa e cioè:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_e}$$

dove R_e rappresenta la resistenza di ingresso del transistore. Il segnale applicato all'ingresso del tranistore (v_1) fa quindi circolare una corrente (i_1); la potenza di pilotaggio risulterà pertanto definita dalla nota relazione:

$$P_1 = v_1 \cdot i_1.$$

Il segnale d'ingresso può quindi essere espresso come una potenza. Ai capi della resistenza R_L si può raccogliere il segnale di uscita. Sia v_2 la tensione ai capi di questa resistenza e i_2 la corrente che la attraversa. Anche in questo caso, la potenza di uscita sarà uguale al prodotto della tensione ai capi della resistenza R_L per la corrente che circola in quest'ultima.

$$P_2 = v_2 \cdot i_2.$$

Lo schema equivalente di questo amplificatore è indicato in fig. 7. Il rapporto tra il segnale di uscita e il segnale d'ingresso è, in questo caso, espresso come rapporto tra due potenze, e cioè:

$$G_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{v_2 i_2}{v_1 i_1} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_2}{i_1} = G_T \cdot \frac{i_2}{i_1}$$

dove G_T indica il guadagno in tensione di questo stadio.
Pertanto, l'amplificazione realizzata in uno stadio a transistore è data dal prodotto del guadagno in tensione per un fattore che non è altro che il rapporto tra la corrente di uscita e la corrente di ingresso, rapporto che noi chiameremo guadagno in corrente del transistore.

$$G_C = \frac{i_2}{i_1}$$

Il valore del solo guadagno in tensione di uno stadio amplificatore a transistore dà quindi un'idea molto inesatta del guadagno reale dello stadio. In pratica, bisogna sempre calcolare contemporaneamente anche il guadagno in corrente del transistore:

$$G_p = \frac{P_{uscita}}{P_{ingresso}} = G_T \cdot G_C$$

Risulta con ciò dimostrato quanto detto in precedenza, e cioè che alcuni metodi di misura usati per la valutazione del guadagno negli stadi amplificatori a valvola, se applicati tali e quali negli amplificatori a transistori, rischiano di portare non poca confusione. Si dà infatti il caso di stadi amplificatori a transistori che pur avendo un guadagno in tensione inferiore all'unità forniscano, tuttavia, un certo guadagno in potenza. Di qui la necessità di impiegare per i transistori nuovi metodi di misura.
In genere, nelle istruzioni di servizio di ogni tipo di ricevitore a transistori vengono indicati sia i valori di tensione che devono essere riscontrati nei vari punti del ricevitore sia il valore delle resistenze fittizie di carico da inserire per la taratura. Noi però illustreremo un metodo generale di misura valevole per qualsiasi tipo di ricevitore a transistore.
Innanzitutto incominceremo a calcolare le varie potenze in gioco. La fig. 8 indica uno stadio amplificatore equipaggiato con transistori. Abbiamo visto che la potenza disponibile all'uscita è uguale a:

$$P_2 = v_2 \cdot i_2.$$

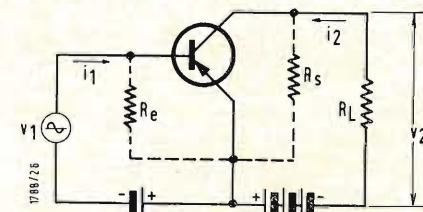
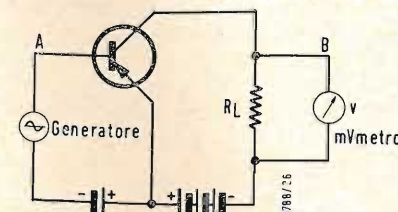
La misura di v_2 è facile e si effettua mediante un millivoltmetro. Molto più difficile è la misura di i_2 che richiede il collegamento in serie di un milliamperometro.
Il valore della corrente può però essere calcolato oltre che con la misura diretta mediante il milliamperometro anche mediante un semplice calcolo. Sappiamo infatti che:

$$v_2 = R_L \cdot i_2$$

Fig. 8

Fig. 9

Fig. 10

Fig. 11

da cui si ricava:

$$i_2 = \frac{v_2}{R_L}$$

Sostituendo a i_2 il valore dato dalla precedente espressione si ottiene:

$$P_2 = v_2 \cdot i_2 = v_2 \cdot \frac{v_2}{R_L} = \frac{(v_2)^2}{R_L}$$

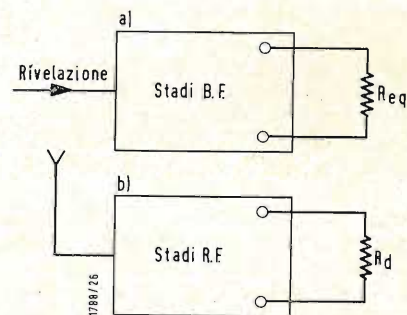
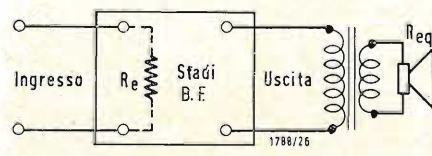
La potenza di uscita resta quindi definita dal valore della tensione disponibile ai capi della resistenza di carico del collettore. La tensione (v_2) viene misurata con un millivoltmetro; la resistenza R_L con un ohmmetro.
Per il calcolo della potenza d'ingresso si segue lo stesso metodo. La potenza d'ingresso è data dall'espressione:
$P_1 = v_1 \cdot i_1$
La corrente che circola nel circuito di ingresso è definita dalla relazione:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_e}$$

sostituendo questo valore nella prima equazione si ha:

$$P_1 = v_1 \cdot i_1 = v_1 \cdot \frac{v_1}{R_e} = \frac{(v_1)^2}{R_e}$$

Da quest'ultima espressione si ricava che la potenza fornita all'ingresso è funzione della tensione applicata tra base e emettitore del transistore (elevata al quadrato) e della resistenza di ingresso del medesimo.
v_1 si misura facilmente con un millivoltmetro, mentre presenta qualche difficoltà la determinazione del valore R_e.
Nelle pagine che seguono indicheremo comunque la maniera di calcolarlo esattamente.
In pratica, il calcolo delle varie potenze in gioco può presentare qualche difficoltà; per esempio, supponiamo che $v_1 = 0{,}015$ V e $R_e = 960$ Ω. La/potenza fornita all'ingresso del transistore, per quanto detto sopra, sarà uguale a:

$$P_1 = \frac{(v_1)^2}{R_e} = \frac{(0{,}015)^2}{960} = \frac{(15 \cdot 10^{-3})^2}{960} = \frac{225 \cdot 10^{-6}}{960}$$

$P = 23{,}10^{-8}$ W ossia 0,23 µW.
La necessità di ripetere questi calcoli per ogni stadio amplificatore di un ricevitore aumenta considerevolmente il tempo della riparazione e richiede inoltre da parte del tecnico una certa familiarità nell'impiego delle potenze di 10. È per questo motivo che noi indicheremo soltanto come iniettare le tensioni nei vari punti del circuito e i valori delle resistenze da mettere in serie con il generatore. Più avanti ne daremo degli esempi.

4. - PRECAUZIONE DA PRENDERE NELL'IMPIEGO DEI DIODI E DEI TRANSISTOR

È necessario tener presente innanzitutto che questi elementi sono molto sensibili alle variazioni di temperatura e che il riscaldamento esagerato, provocato dal saldatore all'atto della saldatura dei terminali, può causare la distruzione del transistore e del diodo. Per evitare questo inconveniente si dovrà realizzare, in questi casi, uno shunt termico e per far ciò basterà appoggiare un oggetto metallico (cacciavite, ecc.) freddo su quella parte del terminale diretta verso l'interno del semiconduttore.
I transistori di piccola potenza (per es. OC71) sono ricoperti da uno strato di vernice nera. È necessario che tale strato ricopra interamente la superficie della capsula di vetro in quanto anche una parziale interruzione di esso potrebbe fare insorgere segnali spurii (ronzii) specialmente quando l'illuminazione è fatta con lampade alimentate dalla tensione di rete. Quando si devono sostituire i transistori, è necessario disinserire innanzitutto la batteria di alimentazione del ricevitore. Un cortocircuito accidentale fra due terminali del transistore può provocare la distruzione delle giunzioni del medesimo. Anche il controllo del transistore mediante un ohmetro non è esente da rischi. In questo caso è necessario che

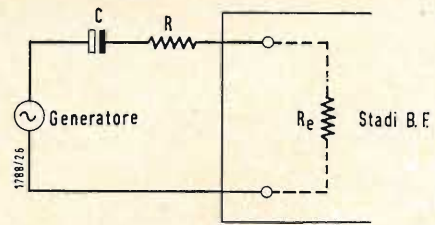



Fig. 12

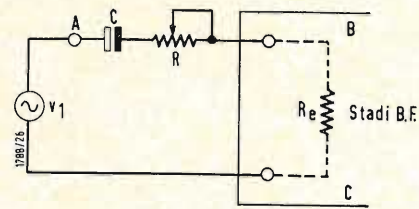



Fig. 13a

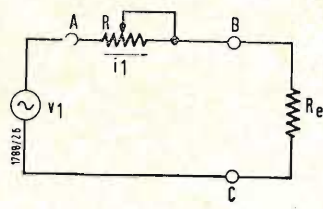



Fig. 13b

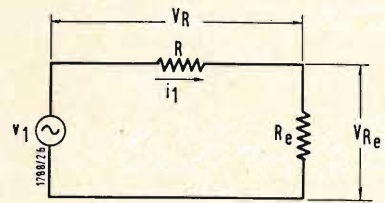



Fig. 14

le pile all'interno dello strumento di misura non presentino sui puntali di misura una tensione superiore a quella di funzionamento del transistore stesso. Infine, all'atto della sostituzione delle batterie, si deve porre la massima attenzione perché vengano rispettate le polarità indicate nel ricevitore stesso: l'inversione di quest'ultime provocherebbe infatti la distruzione delle giunzioni dei transistori.

5. - STRUMENTI DI MISURA DA IMPIEGARE

Il fig. 9 è indicato lo schema elettrico di un amplificatore equipaggiato con transistori. L'elemento « esterno » che noi vediamo indicato in questo schema è un generatore (A).
Un radio ricevitore è formato da un insieme di stadi amplificatori che differiscono tra di loro principalmente per la diversità di frequenza del segnale che devono amplificare: sono presenti infatti in essi tensioni a frequenze elevate (radiofrequenza) e tensioni di bassa frequenza (audio-frequenza). Per il controllo del funzionamento dei vari stadi si richiederanno quindi due diversi tipi di generatori, e precisamente uno che fornisca tensioni a radiofrequenza (generatore di radio frequenza) ed uno tensioni ad audio-frequenza (generatore di audiofrequenza).
Dato che il guadagno di uno stadio amplificatore dipende dal valore delle tensioni v_1 e v_2 (tensione d'ingresso e tensione di uscita), per determinarlo è necessario poter misurare i valori di queste tensioni. L'apparecchio di misura da impiegare è un *millivoltmetro* (B) che potrà servire per le misure dei segnali di tutta la gamma di frequenze in gioco.
L'impiego di uno oscilloscopio al posto del millivoltmetro è da escludere, principalmente nella sezione a radiofrequenza a motivo della sensibilità di questo apparecchio decisamente insufficiente, mentre sarà molto più utile impiegarlo nella sezione ad audio-frequenza per controllare la forma d'onda del segnale audio e quindi l'eventuale distorsione.
Le caratteristiche richieste dagli apparecchi di misura di cui abbiamo parlato sopra sono le seguenti:

a) Il generatore di audio frequenza deve fornire un segnale sinusoidale regolabile in frequenza tra 20 Hz e 15 kHz e in ampiezza tra 1 mV e 10 V.
b) Generatore di radiofrequenza che copra una gamma di frequenze da 150 kHz a 30 MHz e con uscita regolabile da alcuni μV a 10 mV.
c) Millivoltmetro utilizzabile da 30 Hz a 1 MHz con una sensibilità massima di 10 mV, (fondo scala).
d) Oscilloscopio che consenta l'osservazione di segnali a frequenza audio.
Localizzato lo stadio difettoso, la ricerca materiale del guasto può richiedere il controllo delle tensioni e delle correnti continue; di qui la necessità di disporre anche di un tester universale.

6. - MISURE PRELIMINARI

Di solito, il funzionamento difettoso di un ricevitore a transistori è causato dalle batterie scariche. La prima cosa da fare quindi è di assicurarsi che queste siano cariche.
Il sistema più semplice e sicuro per controllare il buon stato di una batteria consiste nel verificare la tensione nominale della batteria sotto carico cioè durante il normale funzionamento del ricevitore. Se la tensione così misurata risulterà molto inferiore al valore nominale della tensione della batteria nuova, si dovrà sostituire la batteria dato che la diminuzione della tensione di alimentazione dei vari stadi produce, il più delle volte, inneschi negli stadi a frequenza intermedia e considerevole distorsione in quelli a frequenza audio.
Una misura molto importante è quella che concerne l'assorbimanto complessivo di corrente del ricevitore. In generale, il valore della corrente assorbita indicato nei dati caratteristici del ricevitore è rifertio ad una posizione ben determinata e specificata del potenziometro del controllo del volume; ciò è molto importante, in quanto la corrente assorbita aumenta all'aumentare della potenza d'uscita del ricevitore.
Prima di iniziare il controllo sistematico del ricevitore guasto è consigliabile disinserire sia il circuito di controreazione negli stadi di audiofrequenza sia

Fig. 15

il circuito per il controllo automatico di guadagno (CAG) negli stadi di radiofrequenza. L'altoparlante deve essere sostituito con una resistenza equivalente; ciò consente di controllare più facilmente l'efficienza dello stadio finale anche in condizioni di massima uscita.

7. - CONTROLLO GENERALE DEI RICEVITORI

Qualsiasi ricevitore può considerarsi formato da due catene di amplificazione, e precisamente, una a radiofrequenza e l'altra ad audio frequenza. Il legame tra queste due catene di amplificazione è rappresentato dallo stadio rivelatore. L'eventuale guasto deve essere localizzato in una di queste tre sezioni; di solito, si preferisce iniziare il controllo partendo dalla catena di amplificazione ad audiofrequenza. Se il guadagno di questa è normale, conviene passare senz'altro al controllo delle altre due sezioni (rivelatore e amplificatore a frequenza intermedia).
Il controllo della sezione amplificatrice ad audiofrequenza risulterà facilitato qualora al posto dell'altoparlante venga inserita una resistenza equivalente (R_{eq} di fig. 10*a*); anche la sezione amplificatrice a radiofrequenza potrà essere controllata più facilmente qualora al circuito rivelatore venga sostituita una resistenza equivalente (R_d fig. 10*b*). Tanto la catena amplificatrice a radiofrequenza quanto quella ad audiofrequenza risultano formate da un certo numero di stadi amplificatori. Localizzato il difetto in una di queste catene di amplificazione, si procederà successivamente ad una più accurata ricerca dello stadio difettoso della rispettiva catena (controllo stadio per stadio).

8. - CONTROLLO DELLA CATENA DI AMPLIFICAZIONE AD AUDIOFREQUENZA

La fig. 11 indica lo schema semplificato di questa sezione. La tensione presente ai capi di R_{eq} (resistenza equivalente all'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante) e la tensione applicata all'ingresso di questa catena di amplificazione vengono misurate mediante un millivoltmetro. Il generatore di segnale ad audiofrequenza viene applicato all'ingresso del primo stadio amplificatore attraverso un circuito comprendente una resistenza ed un condensatore collegati in serie (fig. 12).
Il compito del condensatore è quello di isolare, agli effetti della corrente continua, il circuito d'ingresso dello stadio da quello di uscita del generatore. L'impiego di un generatore con resistenza interna bassa potrebbe infatti modificare considerevolmente le condizioni di polarizzazione del primo transistore dell'amplificatore ad audiofrequenza. L'impedenza offerta da questo condensatore, deve essere bassa alla frequenza del segnale impiegato. Si dovranno pertanto impiegare condensatori elettrolitici di valore molto elevato (da 50 a 100 μF).
Siccome in un ricevitore a transistori le tensioni in gioco sono molto basse, anche l'isolamento di questo condensatore elettrolitico sarà basso (dell'ordine di 25 V) e conseguentemente, anche l'ingombro sarà ridotto.
La resistenza *R* dovrà avere lo stesso valore della resistenza d'ingresso dello stadio. Più avanti indicheremo l'importanza di questa resistenza.
Di solito, nei dati caratteristici di servizio dei ricevitori a transistori si specifica il valore di questa resistenza; noi, comunque, illustreremo un metodo facile per determinarne, caso per caso, il valore esatto.
La fig. 13*a* indica lo schema equivalente del circuito d'ingresso dello stadio; come già abbiamo detto, a questo circuito viene collegata l'uscita di un generatore di audiofrequenza attraverso una resistenza variabile ed un condensatore collegati in serie.
L'impedenza del condensatore è molto bassa e può essere trascurata; lo schema equivalente diventerà pertanto quello indicato in fig. 13*b*.
Osservando lo schema si può vedere come il generatore risulti collegato ai capi di un circuito formato da due resistenze collegate in serie (R e R_e); la tensione (v_1) fornita dal generatore è uguale alla tensione (v_R) ai capi della resistenza *R*, più la tensione (v_{Re}) ai

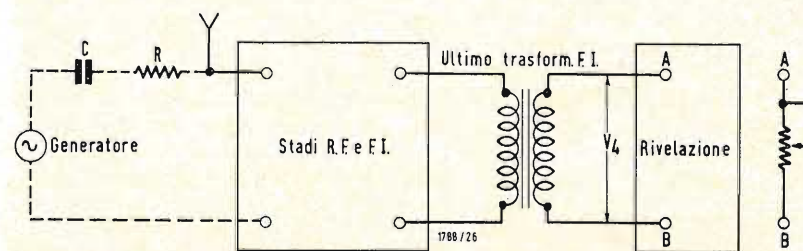



Fig. 16

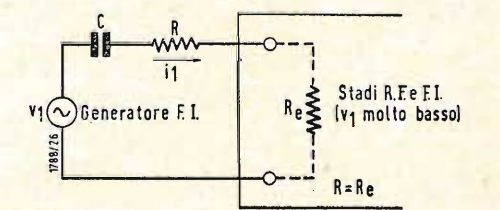



Fig. 17

capi della resistenza d'ingresso dello stadio e cioè (vedi fig. 22):

$v_1 = v_R + v_{Re}$

Collegato tra punti A e C, il millivoltmetro indica la tensione fornita dal generatore (v_1), mentre collegato tra i punti B e C indica la tensione ai capi della resistenza R_e (v_{Re}).
Regoliamo il potenziometro in modo

che $v_{Re} = \frac{v_1}{2}$, tensione ai capi della

resistenza sarà allora uguale a:

$$v_R = v_1 - v_{Re} = v_1 - \frac{v_1}{2} = \frac{v_1}{2}$$

La tensione ai capi della resistenza di ingresso (R_e) risulta pertanto uguale alla tensione ai capi della resistenza R; la corrente che attraversa queste due resistenze è identica ed è uguale a i_1.

$v_{Re} = R_e \cdot i_1 \qquad v_R = R \cdot i_1$

Siccome

$v_{Re} = v_R$

anche

$R_e \cdot i_1 = R \cdot i_1$,

e quindi

$R_e = R$

Il valore della resistenza R si può conoscere mediante un ohmetro. Per una maggior precisione (non indispensabile ai fini della nostra indagine), conosciuto il valore di R e di v_1, si potrebbe facilmente calcolare anche il valore esatto della potenza fornita al circuito d'ingresso dell'amplificatore.
Dalla fig. 14 si rileva infatti che la potenza fornita dal generatore è uguale al prodotto della tensione v_1 per la corrente i_1, ossia:

$P_1 = v_1 \cdot i_1$

La legge di Ohm ci consente di calcolare il valore della corrente i_1:

$$i_1 = \frac{v_1}{R + R_e}$$

Siccome

$R_e = R$

avremo

$$i_1 = \frac{v_1}{R + R} = \frac{v_1}{2R}$$

La potenza fornita dal generatore sarà pertanto uguale a:

$$P_1 = v_1 \cdot i_1 = v_1 \cdot \frac{v_1}{2R} \quad \frac{(v_1)^2}{2R}$$

La potenza d'ingresso dell'amplificatore (potenza applicata ai capi della risistenza d'ingresso)è data dalla nota relazione:

$P_{ingr.} = v_{ingr.} \cdot i_{ingr.}$

Siccome $v_{ingr.}$ è uguale alla tensione ai capi della resistenza R_e ossia a v_{Re}, potremmo anche scrivere

$P_{ingr.} = v_{Re} \cdot i_1$

ma

$$v_{Re} = \frac{v_1}{2} \quad \text{e} \quad i_1 = \frac{v_1}{2R}$$

per cui

$$P_{ingr.} = v_{Re} \cdot i_1 = \frac{v_1}{2} \cdot \frac{v_1}{2R} = \frac{(v_1)^2}{4R}$$

Possiamo quindi concludere che con un calcolo abbastanza semplice possiamo valutare la potenza fornita all'ingresso dello stadio conoscendo solo il valore della tensione fornita dal generatore e quello della resistenza R.
La potenza di uscita dello stadio si può calcolare partendo dal valore della resistenza collegata all'uscita dello stadio stesso e dal valore della tensione ai capi di questa resistenza.
Lo schema equivalente al circuito di uscita di questo stadio è indicato in fig. 15. Avremo pertanto:

$P_{uscita} = P_2 = v_2 \cdot i_2$

La corrente circolante in questo circuito è uguale a:

$$i_2 = \frac{v_2}{R_2}$$

Da cui si ricava

$$P_{uscita} = v_2 \cdot i_2 = v_2 \cdot \frac{v_2}{R_2} \quad \frac{(v_2)^2}{R_2}$$

Il guadagno in potenza dello stadio può pertanto essere facilmente calcolato mediante la relazione:

$$G_{potenza} = \frac{P_{uscita}}{P_{ingr.}}$$

Tutto quanto detto sopra serve unicamente per valutare nel modo più esatto la potenza applicata all'ingresso dello stadio e quella amplificata sulla resistenza di carico del collettore. Il rapporto dato dalla [1] ci dice inequivocabilmente se lo stadio funziona correttamente se cioè guadagna.
In caso affermativo, il difetto dovrà essere ricercato nella catena di amplificazione a radiofrequenza oppure nel circuito rivelatore.

9. - CONTROLLO DELLA CATENA DI AMPLIFICAZIONE A RADIOFREQUENZA

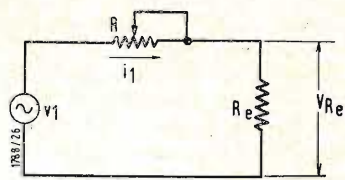
La catena di amplificazione a radiofrequenza è formata da vari stadi di amplificazione a frequenza intermedia e dallo stadio convertitore di frequenza.
Il controllo dell'amplificatore a frequenza intermedia (FI) si effettua applicando all'ingresso dell'amplificatore un segnale a frequenza intermedia (FI); conviene in questo caso bloccare l'oscillatore locale.

Nell'amplificatore FI le potenze in gioco sono molto basse, soprattutto all'ingresso del primo stadio; si dovranno pertanto prendere particolari precauzioni quando si effettuano le misure; soprattutto, si dovranno rispettare rigorosamente le indicazioni riguardanti i punti dove devono essere collegati gli strumenti. Il circuito rivelatore deve essere sostituito con una resistenza equivalente. Qui di seguito indicheremo il modo con cui il valore di questa resistenza deve essere determinato.

10.- DETERMINAZIONE DEL VALORE DELLA RESISTENZA DEL RIVELATORE

Il circuito antifading (CAG) deve essere messo fuori servizio. La catena di amplificazione RF è indicata in fig. 16. Com'è noto, il circuito rivelatore carica il secondario del trasformatore di uscita dell'ultimo stadio di amplificazione FI.
All'ingresso dell'amplificatore FI viene collegato un generatore di radiofrequenza attraverso una resistenza in serie di valore molto elevato ($R = 200$ kΩ). Il generatore deve fornire un segnale alla frequenza intermedia di 455 kHz (valore standard per la frequenza intermedia) di ampiezza tale che la tensione letta sul millivoltmetro, collegato tra i punti A e B del rivelatore, sia uguale ad un certo valore che noi chiameremo v_4.
Il circuito rivelatore (diodo, resistenza di carico e condensatori) viene quindi momentaneamente escluso e sostituito con un potenziometro che viene regolato in modo che la tensione misurata ai suoi capi sia di nuovo uguale a v_4.
In queste condizioni, la resistenza di questo potenziometro può considerarsi uguale all'impedenza complessiva del circuito rivelatore.
Con un ohmetro se ne determinerà il valore in modo da poter sostituire il potenziometro con una resistenza fissa di valore identico collegata tra i punti A e B.
Ritorniamo ora all'ingresso dell'amplificatore FI. La resistenza collegata in serie al generatore deve avere un valore molto più elevato della resistenza d'ingresso dello stadio: il motivo è il seguente.
Se il generatore viene collegato allo stadio d'ingresso attraverso una resistenza di basso valore (supponiamo $R = R_{ingr.}$ in fig. 17) il segnale da applicare all'ingresso fornito dal generatore risulta di valore molto basso (solo alcuni µV). I millivoltmetri attualmente disponibili non consentono di misurare tensioni di così basso valore. Si rende necessario quindi aumentare il valore della tensione fornita dal generatore ma non troppo, in quanto segnali d'ingresso troppo forti potrebbero provocare un funzionamento anormale degli stadi amplificatori successivi (sovraccarico). Bisogna pertan-

Fig. 18

Fig.19

to *aumentare* la tensione di uscita del generatore (al fine di poterla misurare) *senza oltrepassare* però il limite di potenza ammissibile all'ingresso della catena di amplificazione FI.
Dallo schema equivalente del circuito d'ingresso (fig. 18) si rileva che soltano aumentando il valore di R si può misurare facilmente la tensione d'ingresso fornita dal generatore e controllare in questo modo il funzionamento. dell'amplificatore FI. Infatti, per mantenere costante il valore di V_{Re} si deve aumentare contemporaneamente il valore di R e quello del segnale del generatore (v_1).
Il calcolo del guadagno in potenza fornito dall'amplificatore FI risulta senz'altro, più complicato di quello indicato per l'amplificatore ad audiofrequenza.
La potenza di uscita o potenza disponibile ai capi della resistenza R_d (fig.20) è funzione del valore di quest'ultima e della tensione v_2 ai suoi capi.

$$P_u = \frac{(v_2)^2}{R_d}$$

La potenza fornita all'ingresso dello stadio è uguale a:

$P_{ingr.} = V_{Re} \cdot i_1$

dove V_{Re} rappresenta la tensione ai morsetti d'ingresso ossia ai capi di R_e, i_1 la corrente circolante in essa (fig. 19).
Questa corrente risulta definita dalla relazione

$$i_1 = \frac{v_1}{R + R_e}$$

dove v_1 rappresenta la tensione fornita dal generatore.

Siccome la resistenza d'ingresso è molto più bassa della resistenza R in serie al generatore ($R_e = 1000\,\Omega$, $R = 200$ kΩ), può essere trascurata e la precedente espressione diventerà allora:

$$i_1 = \frac{v_1}{R}$$

La potenza fornita all'ingresso dell'amplificatore sarà pertanto uguale a:

$$P_{ingr.} = V_{Re} \cdot i_1 = V_{Re} \cdot \frac{v_1}{R}$$

La tensione (V_{Re}) ai capi della corrente della resistenza d'ingresso è uguale al prodotto di questa resistenza per la corrente che la attraversa, ossia:

$$V_{Re} = R_e \cdot i_1 = R_e \cdot \frac{v_1}{R}$$

Sostituendo a V_{Re} quest'utima espressione si ottiene:

$$P_i = V_{Re} \cdot \frac{v_1}{R} = \left(R_e \cdot \frac{v_1}{R}\right) \cdot \frac{v_1}{R} = \frac{R_e\,(v_1)^2}{R^2}$$

Con un millivoltmetro collegato alla uscita del generatore si valuta il valore di v_1; la resistenza R, inserita in serie al generatore è nota (200 kΩ circa); ci resta solo da determinare il valore della resistenza d'ingresso R_e che viene cos, calcolata.
Il segnale del generatore di radiofrequenza applicato all'ingresso dell'amplificatore FI ha un valore tale che un millivoltmetro collegato ai capi della resistenza equivalente del circuito rivelatore indica una tensione uguale, poniamo, a v_2 (fig. 20).
Successivamente si inserisce un circuito RC tra i morsetti di ingresso dello stadio (fig. 21).
Il condensatore è inserito allo scopo di evitare qualsiasi alterazione della

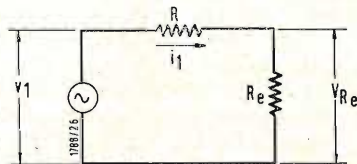
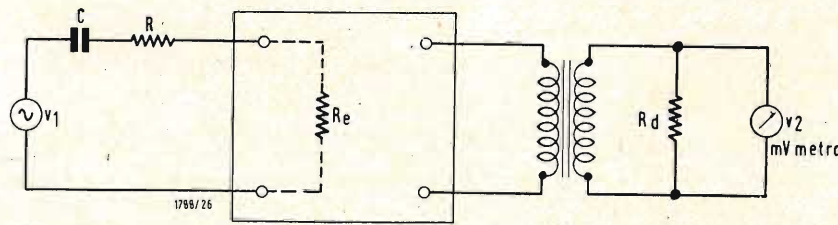



Fig. 20

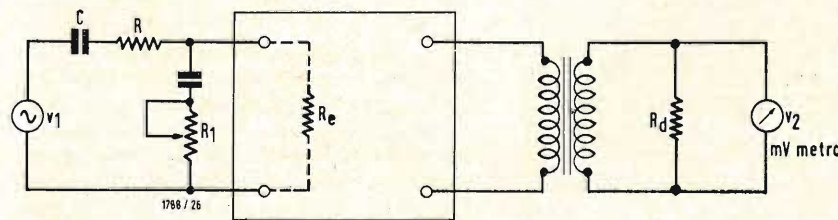



Fig. 21

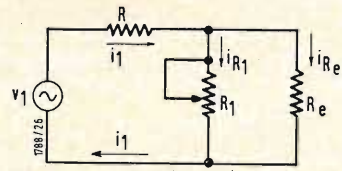



Fig. 22

polarizzazione dello stadio d'ingresso. R_1 può essere regolata in modo che la tensione letta sul millivoltmetro risulti la metà del valore letto in precedenza (v_2), ossia $v_2/2$.
La fig. 22 indica lo schema equivalente del circuito d'ingresso in queste condizioni. La resistenza R è ancora attraversata dalla corrente i_1. Questa ultima si suddivide successivamente in due rami, si ha cioè i_{Re} che attraversa la resistenza d'ingresso del transistore e i_{R1} che circola in R_1.
Quando R_1 è uguale ad R_e, le correnti i_{Re} e i_{R1} sono identiche ($i_{Re} = i_{R1}$).
$i_1 = i_{Re} + i_{R1}$
da cui:

$$i_1 = 2 \cdot i_{Re} \qquad \text{e} \qquad i_{Re} = \frac{i_1}{2}$$

Siccome il guadagno in corrente del transistore di piccola potenza è pressoché costante, una riduzione a metà della corrente all'ingresso del primo stadio si tradurrà in una equivalente riduzione della tensione ai capi della resistenza di uscita.
Con un ohmmetro si misura il valore di R_1 e si potrà conoscere in questo modo anche il valore della resistenza d'ingresso dello stadio R_e.
A questo punto abbiamo determinato tutti gli elementi che occorrevano per calcolare la potenza fornita all'ingresso e cioè:

$$P_i = \frac{R_e\,(v_1)^2}{R^2}$$

dove v_1 può essere misurata con un millivoltmetro collegato ai morsetti del generatore di radiofrequenza; R si conosce (è la resistenza inserita in serie al generatore); R_e può essere calcolata con il sistema indicato in precedenza.
Conoscendo la potenza d'ingresso e la potenza di uscita si potrà facilmente calcolare il guadagno in potenza della catena di amplificazione FI.
Se questo parametro ha un valore normale, il difetto dovrà essere ricercato o nell'oscillatore locale o nel circuito rivelatore.

Fig. 23

11. - OSCILLATORE LOCALE

Il controllo dell'oscillatore locale si effettua con un millivoltmetro o con un oscilloscopio; basta collegare l'ingresso dello strumento di misura tra collettore e massa o tra emettitore e massa e misurare per ciascuna gamma il valore della tensione oscillante.

12. - CIRCUITO RIVELATORE

In precedenza abbiamo definito il circuito rivelatore come circuito-anello tra la catena di amplificazione a radio frequenza e la catena di amplificazione ad audiofrequenza; questa immagine non è troppo esatta. In realtà, questo stadio ha il compito di estrarre dal segnale IF modulato in ampiezza il segnale audio. I diodi impiegati nel circuito rivelatore dei ricevitori a transistori sono di solito al germanio.
Il problema della rivelazione deve essere risolto in modo diverso a seconda che si tratti di apparecchi equipaggiati con valvole o di apparecchi equipaggiati con transistori.
La valvola, lo ripetiamo, è un dispositivo amplificatore di tensione; per questo motivo all'uscita dell'ultimo stadio FI è disponibile una tensione alternata FI di ampiezza considerevole. In fig. 23 è indicata la curva caratteristica di un diodo $V = f(I)$ dove si vede che ad una alternanza di tensione corrisponde un'alternanza di corrente raddrizzata. Il circuito rivelatore è in questo caso sensibile alle variazioni di tensione. Il transistore è un elemento amplificatore di potenza; all'uscita dell'ultimo stadio FI si avrà pertanto una tensione più bassa mentre la potenza disponibile sugli stessi morsetti sarà pressoché identica a quella disponibile nello stesso punto del circuito di un ricevitore a valvole.
Come appare dalla curva caratteristica indicata in fig. 25, queste variazioni di tensione producono variazioni di corrente raddrizzata del tutto irrilevanti; ciò equivale a dire che, in queste condizioni, il rendimento di trasmissione di energia è molto bassa, e in pratica, ciò si traduce in una bassa sensibilità del ricevitore.
Il diodo al germanio impiegato nel circuito rivelatore di un ricevitore a transistori avrà un buon rendimento solo se verrà opportunamente polarizzato così da lavorare in un punto della curva caratteristica a pendenza elevata.
Il circuito più comunemente impiegato è indicato in fig. 24; il diodo, come si vede, è polarizzato in senso diretto; ciò significa che in assenza di segnale esso è percorso permanentemente da una debole corrente.
Sia A il punto di riposo prescelto sulla curva caratteristica diretta del diodo indicata in fig. 26.
Le tensioni FI, anche di basso valore provenienti dall'ultimo stadio amplificatore FI si tradurranno, in questo caso, in variazioni di corrente raddrizzata di valore più elevato e tali da aumentare considerevolmente il rendimento del rivelatore.
Da quanto detto sopra, si comprenderà facilmente come in assenza di polarizzazione del diodo rivelatore la sensibilità del ricevitore diminuisca considerevolmente. In pratica, bisognerà quindi assicurarsi che il catodo del diodo sia sempre leggermente negativo rispetto all'anodo.
Se dopo aver controllato nel modo anzidetto il funzionamento delle due catene di amplificazione e del circuito rivelatore il difetto persiste sarà opportuno verificare i contatti del commutatore di gamma se questo esiste. Questo controllo non presenta difficoltà.
Ci siamo in precedenza soffermati a lungo sul modo con cui devono essere effettuate le varie misure necessarie per controllare il funzionamento di un radioricevitore a transistori. Il difetto, lo ripetiamo, deve essere localizzato nella maniera descritta.

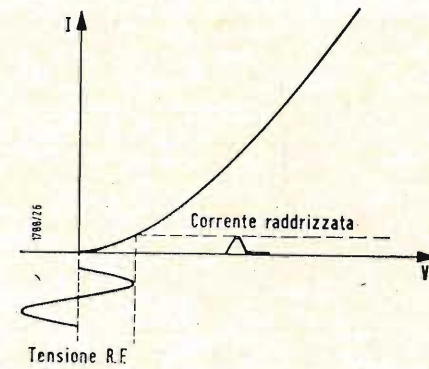
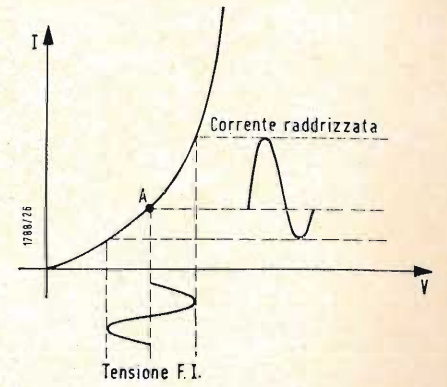



Fig. 24

Fig. 25

Fig. 26

Ci riserviamo di affrontare in un prossimo fascicolo il sistema per controllare il funzionamento degli stadi che formano la catena di amplificazione ad audiofrequenza e a radiofrequenza.

A

servizio TV

(segue da pag. 152)

sario un ritocco dei circuiti occorre agire nel modo seguente:

3.1. - Strumenti da usare

Un generatore di segnali a 40 kHz con uscita per 10/20 μV. Voltmetro elettronico con portata di 0,5 fondo scala. Generatore di bassa frequenza comprendente la frequenza tra 1000 e 3200 periodi con uscita 10 mV ed impedenza interna non superiore a 1000 Ω. Voltmetro da 20.000 Ω/V con portata 30/ /50 V fondo scala.

3.2. - Allineamento dell'amplificatore a 40 kHz

Collegare il generatore di segnali a 40 kHz alla base del transistore V_{001} tramite un condensatore da 0,01 μF. Collegare il voltmetro elettronico per la portata di 0,5 V, ed in corrente continua al punto di giunzione tra $L01$ e R_{19}. Regolare per la massima uscita i nuclei dei trasformatori T02 e T03.

3.3. - Allineamento dei filtri selettori L_{11}-C_{25}, L_{12}-C_{27}, L_{13}-C_{29}, L_{14}-C_{31}

Collegare l'uscita del generatore a bassa frequenza al punto di giunzione $L0_1$ con C_{31}. Collegare il voltmetro 20 mila Ω/V, regolato sulla scala 50 V, successivamente ai collettori dei transistori V_{005}, V_{006}, V_{007}, V_{008} (tale collegamento può essere eseguito anche sui terminali dei relé); Procedere all'allineamento come segue indicato in tabella 2.
I trasformatori $T01$ ed il filtro $L01$ sono stati allineati in fabbrica e non devono essere mai ritoccati.

Fig. 4 - Posizioni del contatto strisciante a relè abbassato.

3.4. - Circuito stampato

Lo schema relativo il circuito stampato è riportato in figura 1.

3.5. - Rimozione della basetta dei componenti

Tale rimozione è molto semplice infatti, riferendoci alla figura 2, occorre dissaldare l'occhiello A, che è fissato ad una linguetta che sporge dalla custodia ed il cui conduttore fa capo a B. Dopo aver eseguito tale operazione la basetta si può togliere facendola scorrere verso i relé.

3.6. - Sostituzione dei relè (figura 2)

Ciascuno dei quattro relé E_1, E_2, E_3, E_4, è fissato alla custodia mediante la sola vite C quindi per smontare un relé è sufficiente togliere tale vite e dissaldare i collegamenti che fanno capo ad esso.

3.7. - Regolazione dei contatti striscianti relativi i relè E_3 e E_4

I relé E_3 e E_4 sono quelli che determinano la regolazione del volume e del contrasto. Affinché il loro funzionamento avvenga regolarmente è opportuno che le tre posizioni assunte dal contatto strisciante, a relé abbassato, siano quelle di figura 4. Nel caso in cui si abbiano spostamenti, il contatto strisciante può essere regolato allentando la vite D posta al centro di esso.

A

dott. ing. Pasquale Postorino

Scelta della potenza di uscita di un amplificatore*

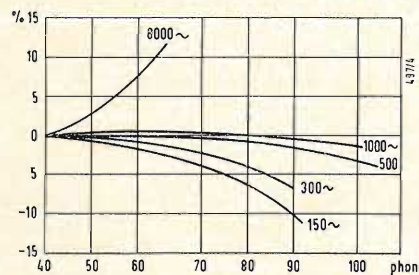



Fig. 1

LA SCELTA della potenza di un amplificatore, facente parte di una catena di riproduzione sonora ad alta fedeltà, deve essere molto ponderata. Un aumento della potenza nominale d'uscita non comporta soltanto uno stadio finale con valvole di maggiore prestazione, ma anche un aumento di peso e di volume del trasformatore di alimentazione e l'adozione di una valvola capace di raddrizzare una corrente d'alta tensione più elevata. Bisogna anche orientarsi verso altoparlanti, adatti per potenze modulate superiori e sovente ricorrere a contenitori acustici di costruzione più compatta.

Tutto ciò, evidentemente, comporta un aumento più o meno considerevole di prezzo. Cosa che gli audioamatori europei tengono alquanto in considerazione, al contrario dei colleghi americani, che trovano del tutto naturale, costruirsi o comprare per il loro uso domestico amplificatori da 60 W.

Bisogna far notare tuttavia che un amplificatore di potenza limitata (comunque non sufficiente) non potrà mai fornire una riproduzione sonora veramente soddisfacente.

La riproduzione dei « fortissimi » ad un livello notevolmente inferiore a quello di una sala da concerto causa inevitabilmente una perdita di « brillantezza », che non può essere corretta regolando i comandi di tonalità. I toni acuti molto forti sembrano, soggettivamente parlando, più acuti, mentre i toni bassi sembrano ancor più bassi di quelli che le loro frequenze lascerebbero pensare. A questo proposito la fig. 1 fa vedere come l'altezza apparente possa variare di almeno un tono a seguito di una semplice modifica dell'intensità fisiologica (1). Riproducendo una registrazione ad un livello sonoro insufficiente, si riduce l'influenza dell'effetto sopra citato. Bisogna ugualmente tener presente il rischio, a cui si va incontro, d'introdurre forti distorsioni, causate da un amplificatore portato a lavorare in regime di sovraccarico allo scopo di poter avere un livello sonoro, giudicabile più « naturale ».

D'altra parte è possibile calcolare con buona precisione la potenza dell'amplificatore capace di fornire un certo livello sonoro in una data sala. Partiamo dal presupposto che nella sala d'ascolto bisogna ottenere un livello sonoro, uguale a quello dell'esecuzione originale.

Dobbiamo allora considerare due casi, a seconda che si tratta, cioè, di un'esecuzione orchestrale in una sala da concerto o di un « assolo » in una piccola sala.

Il livello sonoro massimo in una sala da concerto è abitualmente valutato intorno ai 95 phon (per taluni anche 105 phon). Non si hanno dati precisi per il livello sonoro relativo ad un solista. Supponendo che una registrazione di piano debba essere riprodotta, in una stanza di dimensioni normali, allo stesso livello, che avrebbe dovuto fornire il piano nella stessa stanza per avere il massimo di fedeltà, possiamo pensare che in un soggiorno di 4 × × 9 × 2,5 m. si debba avere un livello di 95 phon. Da cui deriva che le potenze necessarie per riprodurre convenientemente una esecuzione orchestrale o un assolo di piano sono sensibilmente uguali.

Léopold Stokowsky aveva indicato questo valore (95 phon) di livello sonoro nello stesso tempo in cui sottolineava le seguenti corrispondenze fra le indicazioni del sonometro ed i rilievi di « sfumature » musicali

ppp	20 phon
pp	40 phon
p	55 phon
mf	65 phon
f	75 phon
ff	85 phon
fff	95 phon

Il phon disgraziatamente non è una unità puramente fisica, in quanto prende in considerazione certe caratteristiche fisiologiche dell'orecchio umano; è quindi gioco forza, per avere la potenza acustica necessaria, esprimere i livelli sonori in pressione acustica. Abbiamo redatto quindi la seguente tabella, tenendo conto delle curve di Fletcher e Munson particolarmente ai livelli bassi e considerando il fatto che i veri massimi, ai livelli più alti, non vengono tutti giustamente pesati attraverso la lettura del sonometro o del vumetro.

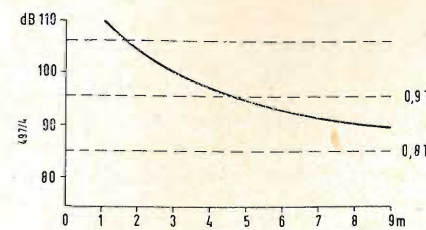
ppp	40 dB
pp	50 dB
p	60 dB
mf	70 dB
f	80 dB
ff	90 dB
fff	100 dB

da cui risulta che la catena di riproduzione sonora deve essere tale da fornire, con una distorsione trascurabile, una

La sezione « alta fedeltà » è redatta a cura del dott. ing. Antonio Nicolich.

(*) di GÉRARD SLOT; tradotto da *Revue du Son*, marzo-aprile 1961, pag. 88

Fig. 2

Fig. 3

intensità sonora di 100 dB rapportati al livello di riferimento di 10^{-16} W/cm².

La pressione sonora in un dato ambiente dipende dall'energia acustica irradiata dalla sorgente e dalle proprietà acustiche della sala e particolarmente dalle dimensioni e dal tempo di riverberazione di questa.

L'intensità del suono diretto può essere calcolata come segue: la densità dell'energia ad una distanza R (cm) da una sorgente emittente W (watt) di energia acustica è:

$$I_d = \frac{W}{4 \pi R^2} \quad [W/\text{cm}^2]$$

Per $W = 1$ watt, il livello sonoro a 3 metri della sorgente è 10^{-6} W/cm², cioè 100 dB al di sopra di 10^{-16} W/ /cm². Se la superficie della sala è S (cm²) ed il coefficiente medio d'assorbimento è a, la relazione esistente tra l'energia acustica W e lintensità I_r del suono riflesso, è

$W = I_r \cdot S \cdot a$

(in regime permanente l'energia fornita dalla sorgente compensa esattamente le perdite per assorbimento).

Il tempo di riverberazione T di questa sala è dato dalla formula

$T = 1{,}6 \cdot 10^{-3}\ (V/S\alpha)$ con V in cm³.

Da cui

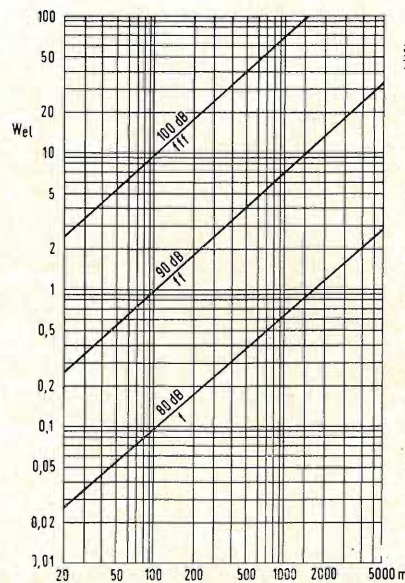
$$W = \left(\frac{1{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot I_r \cdot V}{T}\right) \text{ watt}$$

oppure

$$W = \left(\frac{1{,}6 \cdot 10^{3} \cdot I_r \cdot V}{T}\right) \text{ watt}$$

se V è espresso in metri cubi.

Da cui si deduce

$$I_r = \left(\frac{W \cdot T}{1{,}6 \cdot V}\ 10^{-3}\right) \quad W/\text{cm}^2$$

Supponendo $T = 0{,}75$ *s*, valore medio del tempo di riverberazione di una stanza di soggiorno, avente un volume di 100 m³, una sorgente irradiante 1 W acustico produrrà un'intensità sonora $I_r = 4{,}5 \cdot 10^{-6}$ W/cm²

cioè + 106 dB (livello di riferimento sempre uguale a 10^{-16} W/cm²).

Il livello dei suoni riflessi non assume immediatamente il valore calcolato, ma aumenta progressivamente fino a raggiungere questo valore alla fine di T secondi circa (ammettendo che per tutto questo periodo la sorgente irradi un segnale d'intensità costante). Ciò non è sempre vero e la pressione acustica reale dipende anche dalle fluttuazioni del segnale iniziale. La fig. 2 fa vedere la distribuzione della pressione sonora nell'ambiente. Per suoni di durata inferiore a 0,75 s, il suono diretto determina l'intensità realmente percepita, mentre i suoni riflessi giuocano un ruolo preponderante per quelli di durata superiore a 0,75 s.

Ritornando a noi (i fortissimi durano generalmente più di 0,5 s) possiamo ammettere che i suoni riflessi quasi da soli determinano il livello sonoro nell'ambiente. Per cui è giustificato dedurre la potenza acustica necessaria dalla formula

$$W_a = \left(1{,}6 \cdot 10^3 \cdot \frac{V \cdot I}{T}\right) \text{ watt}$$

Se forniamo alla bobina dell'altoparlante di rendimento N una potenza elettrica W_e, la potenza acustica irradiata sarà di $N \cdot W_e$. Essendo generalmente l'energia irradiata verso la parte posteriore assorbita nel cassonetto acustico (salvo il caso di un contenitore antirisonante e per una stretta banda di frequenza), possiamo ammettere che l'energia utile emessa è $N \cdot W_e/2$. Di conseguenza, la potenza elettrica necessaria per creare il livello sonoro I è

$$W_a = \left(3{,}2 \cdot 10^3 \cdot \frac{V \cdot I}{N \cdot T}\right) \text{ watt}$$

cioè, in una sala di 100 m³ per avere un livello sonoro di 100 dB (riferiti a 10^{-16} W/cm²) ad un altoparlante di rendimento $N = 0{,}05$, bisogna applicare una potenza elettrica di 10 W. La figura 3 riporta le curve $W_e = f(V)$, con l'intensità sonora considerata come parametro.

Abbiamo supposto qui sopra per l'altoparlante un rendimento del 5%; i dati relativi al rendimento degli altoparlanti sono, in verità, raramente pubblicati e quindi non si hanno cifre sicure in merito. Una volta si pensava che fosse impossibile superare l'1%. Oggi invece si possono avere rendimenti dall'1% al 15%, passando dal piccolo altoparlante per radio-portatili a quello di 30 cm. di diametro di un radiofonografo di buona qualità. Si può considerare il 5% come un buon valore medio; tenendo a mente che non è sufficiente un grosso magnete per dotare un altoparlante di un rendimento elevato.

I fattori più importanti dell'ingombro e del peso sono la qualità della lega e la concezione del circuito magnetico. A frequenze inferiori a 2.000 Hz, la irradiazione di un altoparlante è sensibilmente non direttiva, mentre al di sopra di questa frequenza tende a concentrarsi entro un fascio man mano sempre più stretto. Infine al di sopra di una certa frequenza si nota un abbassamento più o meno graduale del rendimento. La concentrazione della irradiazione mette più in risalto il suono diretto che quelli riflessi e si constata che la pressione acustica sull'asse dell'altoparlante rimane sensibilmente costante fino al momento in cui il rendimento dell'altoparlante comin-

cia a diminuire. Infatti, per certi tipi di altoparlanti, il cui rendimento assiale rimane costante fino a 12.000 Hz, la risposta assiale aumenta fino a questa frequenza, al minimo. Per esempio, nel caso dell'altoparlante Philips 9710M, la pressione acustica assiale a 8.000 Hz supera di 6 dB quella a 2.000 Hz, ma l'area del diagramma direttivo è soltanto i 6/10 di quella ottenuta alle basse frequenze; da qui il piccolo aumento dell'energia irradiata sotto forma acustica. Con tali altoparlanti l'equilibrio fra registro grave ed acuto è indipendente dalla distanza dalla sorgente sonora.

Abbiamo basato i nostri calcoli su un livello massimo di 100 dB, che può sembrare un po' troppo elevato. Bisogna tuttavia comprendere che la maggior parte dei dati pubblicati a proposito di livelli estremi derivano da letture effettuate al voltmetro e che la inerzia di questo strumento permette di seguire molto imperfettamente le punte di livello di breve durata. Le punte reali di livello di breve durata, secondo McKnight (2), sono in realtà più alte di 10 dB dell'indicazione del vumetro, con scarto medio di 7 dB. Quindi i nostri 100 dB non assicurano che un piccolo margine di sicurezza; possono essere ammessi dei piccoli sovraccarichi di 5 dB (cioè tre volte in più di potenza) (fig. 4).

L'amplificatore deve essere in grado di fornire la potenza calcolata senza distorsione apprezzabile fra 40 e 15.000 Hz.

Si è cercato di dimostrare che la maggior parte dell'energia acustica musicale viene emessa alle basse frequenze, ma ciò è vero soltanto per l'energia totale, per una durata molto lunga. In realtà le punte di modulazione possono raggiungere ampiezze uguali in tutti i punti dello spettro udibile, anche se esse sono più frequenti nel registro grave piuttosto che in quello acuto. Un amplificatore può infatti andare in saturazione per un segnale a frequenza elevata, che influenzerà di conseguenza la risposta alle componenti di bassa frequenza dello stesso segnale. Questo fenomeno dà molto fastidio, perchè la distorsione armonica alle frequenze elevate genera una distorsione per suono differenziale (distorsione d'intermodulazione di breve durata), alla quale il nostro orecchio è molto sensibile.

Quando si ha la saturazione in uno stadio dell'amplificatore, la distorsione risultante può passare inosservata, se la sua durata non oltrepassa i 30 msec (tempo necessario all'orecchio umano per avvertire la presenza di un fenomeno acustico). Questo breve sovvracarico può dare origine ad una corrente di griglia in una delle valvole dell'amplificatore e modificare la polarizzazione fin quando la carica del condensatore d'accoppiamento non si sia « scaricata » attraverso la resistenza di fuga; caso che può richiedere talvolta 0,5 sec, durante i quali la distorsione di segnali di livello assolutamente compatibile con le caratteristiche dell'amplificatore, sarà eccessiva.

Si può ugualmente osservare un prolungamento del periodo di distorsione allorquando il valore di cresta del segnale si abbia per una causa diversa da quella della corrente di griglia. In queste condizioni l'ampiezza del segnale presente nello stadio d'uscita si trova ridotta, come la tensione di controreazione; ciò comporta un aumento supplementare del tasso di distorsione. Questo fenomeno può ancora prolungare la durata della distorsione, una volta sparita la causa iniziale. Segnaliamo infine che il sovvraccarico dell'amplificatore può portare a delle rotazioni di fase (per esempio modificando l'induttanza del trasformatore d'uscita) che possono alterare la controreazione: riduzione del fattore di controreazione ed instabilità dell'amplificatore.

Come si vede, sovvraccarichi, anche di breve durata, possono comportare distorsioni udibili. Per garantirsi contro questo inconveniente, bisognerebbe applicare alla potenza calcolata dell'amplificatore un coefficiente di 3: soluzione piuttosto costosa. È possibile costruire amplificatori, che rimangano stabili in regime di sovraccarico, aventi perciò una piccola distorsione udibile. È questa la ragione per la quale due amplificatori della medesima potenza ed uguale distorsione nominale, quando si sottopongono a misure di laboratorio, possono comportarsi in maniera molto diversa quando riproducono segnali musicali molto intensi.

I calcoli precedenti hanno valore solo se esiste un equilibrio tonale corretto. Forzare la risposta nei toni bassi o nei toni alti, quando il livello sonoro è alto comporta una inevitabile distorsione; a meno di scegliere per l'amplificatore una potenza superiore al valore calcolato di tanti dB, di quanti si desidera poter correggere i registri estremi.

Non si ha evidentemente questo sovraccarico quando si utilizzano le regolazioni di tono per correggere una imperfezione di registrazione. L'audioamatore è portato, allorchè la risposta nel registro più basso gli sembra troppo bassa, a servirsi della regolazione di livello dei toni bassi del suo amplificatore per compensare appunto questa deficienza acustica; da qui sovente deriva il sovracarico dell'amplificatore.

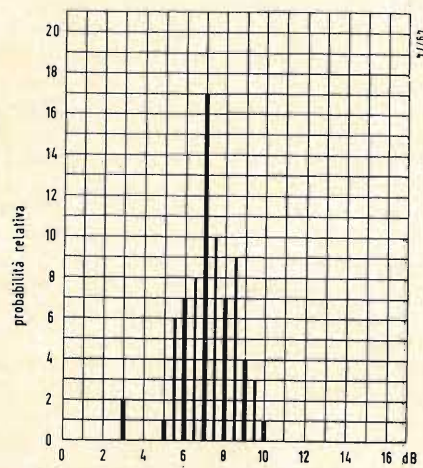
Presso il padiglione Philips dell'Esposizione di Bruxelles, sono stati impiegati degli amplificatori ad elevata potenza per riprodurre della musica elettronica, dopo numerosi impulsi, di durata inferiore al tempo di riverberazione dell'edificio, presenti in quel programma sonoro. Quando è stata eseguita con la stessa installazione della musica non elettronica, il livello acustico era notevomente più alto ed è stato gioco forza ridurlo, agendo sulle regolazioni appropriate. La formula proposta, perciò, non è sempre conveniente, qualora si desideri riprodurre della musica elettronica (ciò dipende dal tipo di composizione).

A

Fig. 4

BIBLIOGRAFIA

[1] STEVENS, *Journal of the Acoustical Society of America*, VI, 3, 1935

[2] *Journal of the Audio Engineering Society*, VII, 2, 1959

dott. ing. Antonio Turrini

La tecnologia dei nastri magnetici

I - MECCANISMO DELLA REGISTRAZIONE E DELLA LETTURA

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

NON VOGLIAMO fare ai nostri lettori l'affronto di spiegare loro come funziona un magnetofono. Tuttavia per comprendere la tecnologia dei nastri magnetici, ritorneremo sulla teoria della lettura di un nastro magnetizzato. Si riporta qui un'esposizione magistrale di un esperto di fama mondiale, il Dr. Krones, direttore tecnico del Reparto magnetico dell'AGFA.

Prima di tutto ricordiamo brevemente il meccanismo della registrazione. Consideriamo un nastro magnetico scorrente davanti al traferro di una testina magnetica provvista di una bobina (fig. 1). Facendo passare una corrente di questa bobina il flusso s'induce nella testina e si espande nel traferro. Facendo così oscillare i magneti elementari costituenti i cristalli di ossido magnetico, provoca un'induzione permanente nel nastro. Questa induzione può anche essere visualizzata immergendo il nastro in una soluzione di ferro carbonile, poi, dopo essiccazione, applicando un nastro adesivo sulla faccia indotta. Ritirando in seguito quest'ultimo, il ferro vi rimane incollato e fornisce un'immagine della registrazione, immagine che può venire proiettata. L'induzione rimanente dipende dalle proprietà magnetiche del materiale. La curva di isteresi di fig. 2 mostra che l'induzione residua, per un dato ossido magnetico, è funzione del campo applicato. Per campi molto deboli, per es., come per H_4, non vi è più induzione rimanente.

Congiungendo i punti dei diversi cicli, si ottiene la caratteristica di registrazione del materiale (fig. 3). Partendo da questa curva si può constatare che la polarizzazione non solo permette di ridurre la distorsione, ma anche che essa aumenta la sensibilità della registrazione. La curva in basso in fig. 4 mostra che la sensibilità passa per un massimo, che corrisponde al punto ottimo di polarizzazione, o press'a poco. Ritorneremo su questo argomento.

1. - LA LETTURA

Consideriamo ora un nastro magnetico registrato. Questo nastro scorre davanti a una testina di lettura e induce nella bobina di questa una tensione uguale a:

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8}\ V$$

dove N = numero di spire.

Essendo per un segnale sinoidale $d\Phi/dt = \Phi_0 \omega \cos \omega t$, si deduce:

$V_{max} = N \omega \Phi_0$,

ciò significa che la tensione raccolta è direttamente proporzionale al numero di spire della testina, alla frequenza e al flusso rimanente del nastro.

Per ottenere una tensione alta di uscita si può cominciare ad aumentare il numero di spire. Vi è però una limitazione a questo sistema a motivo dell'ingombro della induttanza della testina. La tensione di uscita è pure direttamente proporzionale alla frequenza, come mostra la fig. 5 (curva 1). Si vede che se è possibile registrare un segnale continuo, è impossibile leggerlo, perché per $\omega = 0$, risulta $\Phi = 0$. Questa caratteristica di lettura viene compensata in registrazione integrando i segnali da registrare (curva 2). Si ricava così in lettura la curva 3. La caduta ai due estremi è dovuta ad altre ragioni, che illustreremo in seguito.

Infine il terzo fattore da cui dipende la tensione è Φ_0. Più il flusso è intenso, più la tensione è grande; ed è qui che il fabbricante di nastri può intervenire. Esaminiamo le cose più da vicino.

Il flusso è uguale all'induzione residua moltiplicata per la sezione del materiale magnetico: $\Phi_r = B_r S$.

Ma la sezione S non è uniforme. Cristalli magnetici sono incorporati in una lacca depositata sul nastro. Conviene perciò applicare a questa formula un coefficiente k di riempimento esprimente il rapporto fra la sezione dell'ossido magnetico e la sezione totale.

La nostra formula diviene allora:

$\Phi_r = B_r S k$.

Essendo $S = l$ (larghezza) $\times$ s (spessore), si ha:

$\Phi_r = B_r l s k$.

Ma è anche possibile fare apparire in questa relazione l'induzione di saturazione, che è una costante fisica dell'ossido magnetico impiegato e dalla quale pure dipende l'induzione residua. Si ottiene allora la formula definitiva:

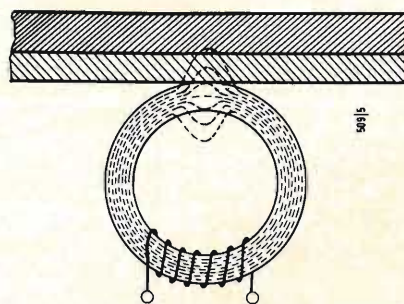
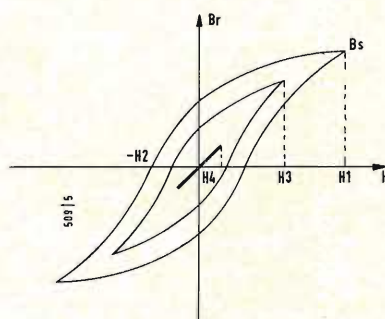
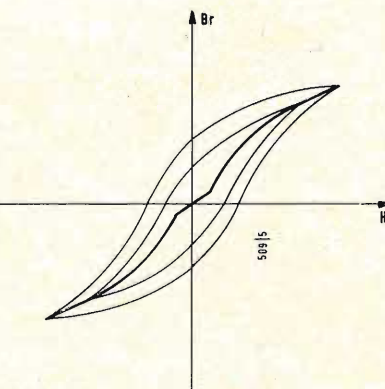
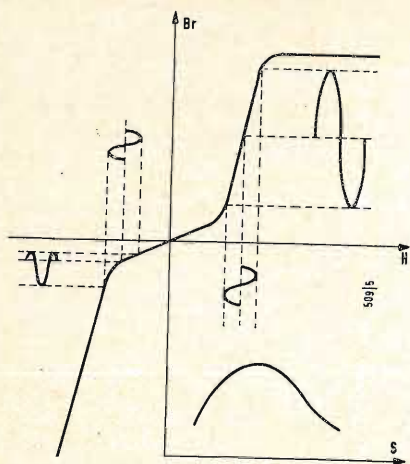
$$\Phi_r = \frac{B_r}{B_s} B_s l s k.$$

(*) di A. FREY; tradotto da *Revue du Son*, maggio 1961, pag. 143 (prima parte) e giugno 1961, pag. 169 (seconda parte)

Fig. 4

Fig. 5

A priori, il fabbricante di nastri può dunque giocare su cinque parametri, per permettere al costruttore di magnetofoni di avere una tensione forte alla lettura. In pratica è tutto diverso. La larghezza l del nastro per es., è fissata da una norma internazionale. Restando così eliminato questo primo parametro, esaminiamo gli altri; ma prima apriamo una parentesi.

1. - INFLUENZA DELLA POLVERE E DELLE IRREGOLARITÀ DELLA SUPERFICIE

Il flusso espandendosi davanti al traferro diminuisce con la distanza e con la frequenza secondo una legge esponenziale:

$\Phi(\lambda) = \Phi_0 e^{-2\pi a/\lambda}$

dove a = distanza del traferro, e $\lambda =$ = lunghezza d'onda da registrare = = v/f, con v = velocità di scorrimento del nastro e f = frequenza da registrare.

Che cosa accade se la polvere o un'irregolarità di superficie allontanano il nastro dalla testina?

Prendiamo per es., in considerazione una registrazione a 9,5 cm/sec. La lunghezza d'onda di una frequenza di 10 kHz è λ = 9,5 micron, o in cifra tonda 10 μ. Se un granello di polvere pure di 10 μ allontana il nastro dalla testina, il flusso cade a 1/500 del suo valore normale. Per λ = 10 mm corrispondente a f = 10 Hz, la caduta è trascurabile. Si vede quindi la necessità di proprietà perfetta del nastro e delle teste (non dimentichiamo che 10 μ equivalgono a 1/5 dello spessore di un capello medio umano).

Torniamo ora all'influenza dei diversi parametri sulla tensione indotta nella testina di riproduzione.

3. - INFLUENZA DELLO SPESSORE DEL NASTRO

L'applicazione rigida della formula sopra riportata condurrebbe a scegliere un grande spessore, ma si è visto sopra che il flusso diminuisce molto rapidamente con la frequenza (evidentemente meno rapidamente in un materiale magnetico) che nell'aria. Infatti, l'esperienza ha dimostrato che uno spessore uguale alla larghezza del traferro è sufficiente. Cioè, per la velocità normale di 19 cm/sec e per un segnale di 10 kHz, risulta λ = 19 μ. Dovendo il traferro avere una larghezza al massimo uguale a una mezza lunghezza d'onda, si trova in cifra tonda 10 μ. Andrà perciò molto bene uno strato da 10 a 15 μ.

4. - INFLUENZA DEL COEFFICIENTE DI RIEMPIMENTO

All'inizio delle registrazioni magnetiche si arrivò faticosamente al 5 o al 10% per questo coefficiente. Miglioramenti continui hanno permesso di aumentare il valore al 30%; ma l'utilizzazione dei cristalli cubici (esclusività Agfa) permette di raggiungere facilmente, ed anche di superare, il 40%.

Si noti che questo fattore non può superare il 46%. Infatti cristalli dispersi statisticamente (al fine di ottenere retentive longitudinali e trasversali uguali necessarie per certe applicazioni, come la registrazione in televisione) sono orientati in tutti i sensi. Nel caso più favorevole, quello dei cristalli cubici di dimensioni eguali, si può considerare che ciascun cristallo sia chiuso in una sfera (ciò che acconsente precisamente la diversità delle orientazioni) e che queste sfere possano essere adiacenti; in questo caso la concentrazione dei cristalli non può superare il 46% del volume totale.

5. - INFLUENZA DELL'INDUZIONE DI SATURAZIONE

L'induzione di saturazione B_s è una costante fisica dipendente solo dalla natura dell'ossido magnetico impiegato. Si raggiungono valori abbastanza alti dell'ordine di 4.000 gauss.

6. - INFLUENZA DEL RAPPORTO DELL'INDUZIONE RESIDUA ALL'INDUZIONE DI SATURAZIONE

Il rapporto B_r/B_s è di gran lunga il più importante. Infatti, a che cosa servirebbe un'induzione di saturazione elevata, se l'induzione residua fosse debole? Qui si impone nuovamente una scelta conveniente della forma dei cristalli e della loro natura.

Questo problema forma l'oggetto della tecnologia propriamente detta della fabbricazione dei nastri magnetici.

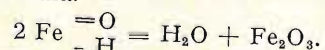
Fig. 6

II - I COMPONENTI E LA FABBRICAZIONE

La parte più importante di un nastro è certamente il deposito e soprattutto l'ossido magnetico.

L'ossido più impiegato, il γ Fe_2O_3, cristallizza sotto forma di aghi, che, visti di profilo, hanno l'aspetto di un ellissoide molto allungato. La preparazione di questo ossido si fa soltanto partendo dall'idrato ferrico O = Fe — OH, che è un prodotto correntemente usato, in pittura (rosso ocra) per esempio.

Un riscaldamento a 250 °C provoca un'emissione d'acqua secondo la formula:

$$2\,Fe \begin{matrix} =O \\ -H \end{matrix} = H_2O + Fe_2O_3.$$

Si tratta cioè della varietà α dell'ossido ferrico non avente alcuna proprietà magnetica.

Una riduzione ad alta temperatura in presenza di un gas (H_2 o CO) dà ossi-

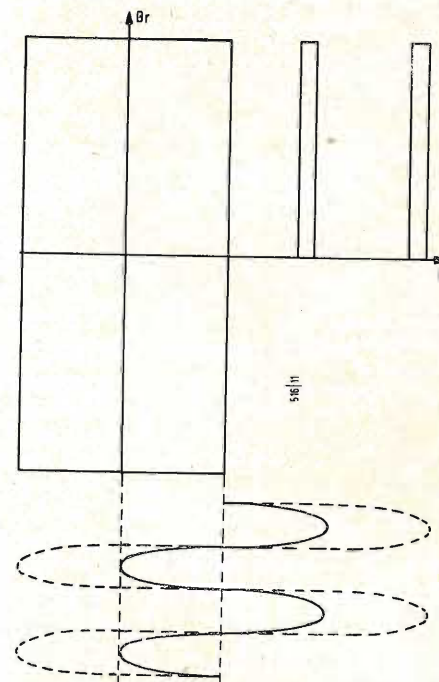



Fig. 7

dulo di ferro Fe_3O_4. Questo ossido ha una forza coercitiva di 250 Oersted circa. Non vi è che una scarsa possibilità di agire sulle sue proprietà magnetiche. L'idrato ferrico O = Fe — OH cristallizza sotto forma di aghi. Ma, in corso della loro fabbricazione, è possibile giocare leggermente sulla forma di questi aghi arrestando l'accrescimento di minuscoli germi di cristallizzazione utilizzati. Si possono così ottenere cristalli, la forza corcitiva dei quali varia fra 200 e 300 Oersted. Si vedrà più avanti l'importanza di questa forza coercitiva.

1. - I CRISTALLI CUBICI

Cercando di migliorare le possibilità dei nastri magnetici, il Dr. Krones direttore tecnico della sezione magnetica dell'AGFA, in collaborazione col Dott. Abeck direttore delle prove di labotorio, si è orientato sugli ossidi magnetici.

Partendo dal solfato ferroso $FeSO_4$ si ottiene dapprima, per azione di una base, un precipitato di idrato ferroso $Fe(OH)_2$.

Un'ossidazione da azotato di sodio $NaNO_3$ dà ossidulo di ferro Fe_3O_4 a cristallizzazione cubica. Una nuova ossidazione verso 300 °C fornisce l'ossido magnetico Fe_2O_3 a cristallizzazione cubica. Questo ossido ha una forza coercitiva di soli 150 Oersted.

Aggiungendo con molta cura una dose di rame, di nichelio e soprattutto di cobalto, si può portare questa cifra a 300, 1000 e anche 1500 Oersted. Ma vediamo ora l'importanza della forza coercitiva.

2. - FORZA COERCITIVA E INDUZIONE RIMANENTE (RETENTIVITA' MAGNETICA)

Immaginiamo una sostanza magnetica a curva di isteresi rettangolare ideale. Un flusso sinoidale di ampiezza sufficiente (fig. 6), in seguito alla caratteristica verticale, sarà tradotta da brevi impulsi, della stessa frequenza. Per il semplice fatto che l'ampiezza del flusso supera pochissimo la forza corcitiva, l'impulso si produrrà ad avrà un'ampiezza costante, qualunque sia l'ampiezza della sinussoide.

Anche se si polarizza il nastro con la sovrapposizione di un campo continuo, si ottiene una serie di impulsi (fig. 7). Ma in questo caso la sensibilità diviene infinita: il minimo flusso provoca un bilanciamento dei magneti elementari fino a saturazione. Se il ciclo di isteresi è più inclinato (fig. 8*a*) si ha un'induzione rimanente proporzionale al flusso iniziale. Il fenomeno appare più evidente dalla caratteristica magnetica (fig. 8*b*), se si inclina ancora di più il ciclo d'isteresi (fig. 9). Osservando le caratteristica di magnetizzazione di questo materiale, si vede che l'induzione residua è debole. La fig. 10 mostra le tre curve reali (e non in forma di parallelogrammi perfetti) e permette una constatazione importante: quanto più il ciclo si avvicina al rettangolo, tanto maggiore è il magnetismo residuo e tanto più notevole è la forza coercitiva (la forza coercitiva è qui rappresentata da $-H_1$, $-H_2$, $-H_3$).

Dunque un materiale magnetico a grande forza coercitiva ha una forte retentiva magnetica. Esso fornisce perciò una forte tensione indotta alla lettura del nastro.

Le tre caratteristiche di magnetizzazione presentate in fig. 11 dicono lo stessa cosa. Quest'ultima figura indica anch'essa che la polarizzazione ottima dipende dal ciclo d'isteresi dell'ossido magnetico impiegato. Avremo l'occasione di ritornare su questo argomento.

Ma, e ciò importa soprattutto, si vede che secondo le caratteristiche dell'ossido, si ottengono nastri più o meno « sensibili » e questo punto è di grande importanza per il fabbricante di nastri magnetici.

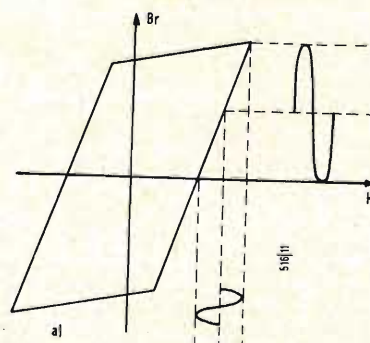



Fig. 8a)

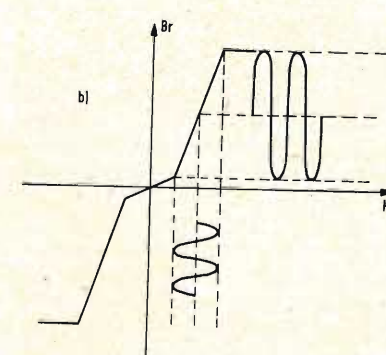



Fig. 8b)

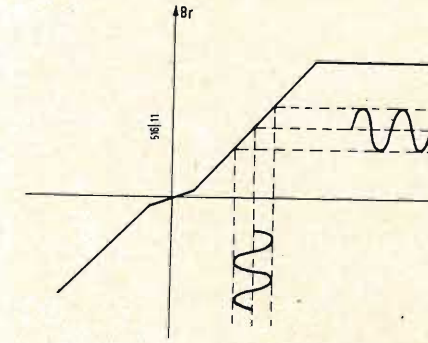



Fig. 9

L'estrema resistenza dello strato magnetico dei nastri Agfa permette la loro pulitura facendoli scorrere contro il tagliente di una lama di rasoio (a sinistra). Infine la sostanza magnetica deve aderire perfettamente al supporto. (Tutte le foto sono documentazione Agfa).

3. - IL LEGANTE

Essendo l'ossido magnetico depositato sotto forma di una lacca sul nastro, bisogna mescolarlo con un legante. Quest'ultimo deve avere caratteristiche apparentemente incompatibili. Deve depositarsi sul supporto in strato omogeneo, di spessore regolare, essere infinitamente cedevole e contemporaneamente resistentissimo.

È nota l'importanza di assenza di polvere sul nastro da registrare. È perciò importante che lo sfregamento del nastro sulle testine magnetiche non possa distaccare la benchè minima particella del deposito. Bisogna anche poter pulire correttamente il nastro. L'acetone è perfettamente adatto, ma occorre però che la lacca sia insolubile nel solvente della polvere. Bisogna anche che lo strato sia resistente per impedire le fuoruscita del deposito.

Se una particella manca nello strato magnetico (fig. 12) il livello di lettura si abbassa. Ammesso che il difetto si estenda al 25 % della larghezza, si ha una perdita di livello di 2,5 dB alla lettura, ciò che è ancora accettabile. Ma con la registrazione a 2 o a 4 piste questo stesso difetto può rappresentare il 50 o il 100% della larghezza della pista, ciò che diviene assolutamente inammissibile, in particolare per le macchine calcolatrici. Le memorie dei cervelli elettronici sono in effetti utilizzate per una quantità di applicazioni, come l'integrazione delle informazioni metereologiche provenienti da numerosi asservatori. La vita di persone che si trovano a bordo di aerei può dipendervi.

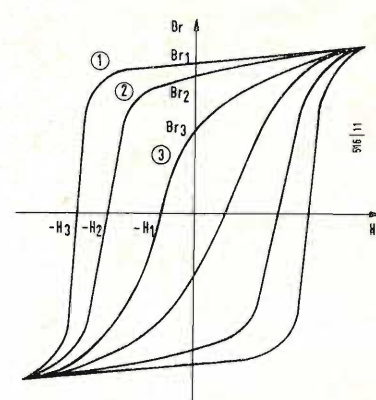
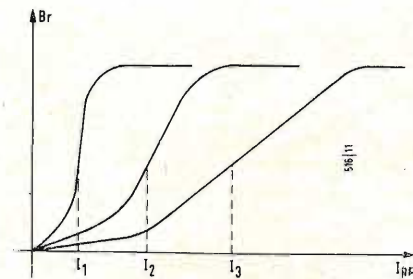
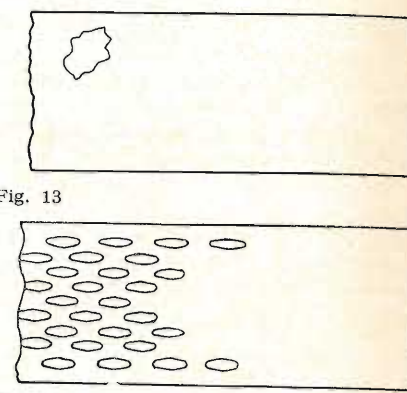
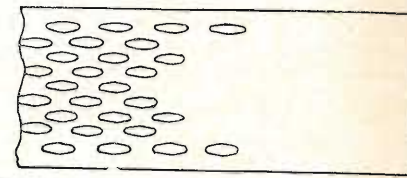
Occorre anche che lo strato sia liscio, affinchè le irregolarità di superficie non possano allontanare il nastro dalle testine. La prima idea che si affaccia alla mente è di serrare il deposito magnetico tra due supporti perfettamente lisci (nastro sandwich), ma così facendo si allontanerebbe costantemente il nastro dalle testine. Una lacca « a solventi multipli » e di estrema resistenza è stata messa a punto dalla AGFA e risolve questo problema.

Bisogna anche che questa lacca aderisca perfettamente al supporto. Conviene perciò studiarla in funzione della natura dello stesso portante.

4 - IL SUPPORTO

Il supporto deve anch'esso avere molte qualità, alcune delle quali sono contradditorie. Per fissare le idee, accontentiamoci di enumerarle: planarità, flessibilità, resistenza agli agenti chimici, ai solventi, all'allungamento elastico e plastico, al caldo, al freddo, insensibilità alle cariche elettrostatiche, ecc. Dopo numerose prove comparative dei differenti materiali possibili illustrate dalle fotografie qui riportate, l'AGFA ha scelto il poliestere. Viene aggiunto alla massa un prodotto antistatico, per assicurare la dispersione delle cariche statiche e di evitare i crepitii udibili.

5. - LA FABBRICAZIONE

La fabbricazione avviene con continuità. Due catene lavorano parallelamente. La prima a partire dall'acido teraftalico ottenuto dal gas naturale e dal glicol ricavati dall'etilene, acido che dà, dopo reazione ed estrusione, la foglia di poliestere laminato, con uno spessore di 15 a 25 micron secondo il nastro da realizzare.

Questo nastro, prestirato nei due sensi, per ridurre gli allungamenti elastici e permanenti, attraversa numerose macchine situate al sicuro dalla polvere, sotto gabbie di vetro prima di arrivare alla macchina stratificatrice del deposito.

Durante questi passaggi, l'ossido magnetico viene mescolato alla lacca e ai solventi in appositi mescolatori a rulli. In attesa dell'utilizzazione, il materiale da depositare viene conservato in serbatoi con agitatori che mantengono la omogeneità della massa. La stritificazione del materiale magnetico si fa (fig. 13) in una vaschetta che precede il canale di essicazione. Si ottengono così bobine di grande larghezza, che, tagliate con due operazioni sucessive, danno i nastri di larghezza normalizzata 6,25 mm.

Evidentemente numerosi controlli avvengono nel corso della fabbricazione. Piccoli laboratori per analisi chimica si trovano in vicinanza di ciascuna fabbrica. Infine i nastri finiti vengono controllati dal punto di vista elettroacustico e magnetico.

6. - L'ORIENTAZIONE DEI CRISTALLI

La maggior parte dei nastri per registrazione magnetica dei suoni è fatta per mezzo di ossidi cristallini in forma di aghi. Quando tutti questi cristalli sono orientati nello stesso senso, si ha un massimo di sensibilità (fig. 14). Quando il nastro si sposta longitudinalmente, bisogna orientarli nel senso longitudinale (per i registratori Ampex, sarebbe l'inverso). Si arriva a questo risultato applicando un campo magnetico costante e omogeneo al nastro dopo la stratificazione fino all'essiccamento completo del materiale magnetico.

Per i nastri di registrazione di segnali video (registratori Ampex) i cristalli della zona immagine devono dunque essere orientati quasi trasversalmente. Ma, poichè il suono è registrato longitudinalmente, si dovrebbero orientare i cristalli, evindentemente, longitudinalmente, ciò che è impossibile, almeno allo stato attuale della tecnica.

I cristalli cubici Agfa, grazie alla loro grande sensibilità permettono di girare questa difficoltà: non vengono orientati e si ottiene la stessa sensibilità in tutti i sensi, sensibilità almeno pari a quella dei nastri correnti. *A*

Dall'alto al basso: prima di scegliere i materiali costituenti i nastri, l'AGFA procede a numerosi saggi comparativi di componenti. In alto: il poliestere prestirato è certamente il più cedevole. Sotto a sinistra: il nastro Agfa, dopo ripiegatura non presenta alcuna carica statica e non aderisce al setto. A destra: la mola al carborundum rotante a grande velocità non altera lo stato magnetico. L'acetone non dissolve la sostanza magnetica dei nastri Agfa. Si può dunque (in basso) pulirli con uno straccio imbevuto di acetone.

Fig. 10

Fig. 11

Fig. 13

Fig. 14

Fig. 12

Una commissione del C.N.R. per le telecomunicazioni con satelliti artificiali

Il Consiglio di presidenza del Consiglio Nazionale delle Ricerche ha approvato la costituzione di una commissione di studio per le telecomunicazioni a mezzo dei satelliti artificiali.

Tale decisione è stata presa in considerazione dell'importanza assunta dai collegamenti radio attraverso satelliti artificiali e del prevedibile sviluppo degli stessi, secondo quanto è stato già fatto in altri Paesi.

Al fine di assicurare, inoltre, i necessari collegamenti anche ai fini dell'applicazione pratica per lo sviluppo delle telecomunicazioni, con gli Istituti nazionali operanti in tale settore, il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha interessato al riguardo i Ministeri competenti. *(i. s.)*

Mostra di apparecchiatura elettroniche

Una conferenza stampa è stata tenuta il 22 marzo u.s. al Museo della Scienza e della Tecnica in Milano per l'apertura del Convegno-Mostra EMI-DAYS, una presentazione di apparecchiature elettroniche con esposizione di calcolatore digitale, carrello automatico senza guidatore, sistema di controllo per macchine utensili, televisione a circuito chiuso in bianco e nero e a colori e altre interessanti apparecchiature, alcune delle quali presentate per la prima volta in Italia. *(c.p.)*

dott. ing. Paolo Rosti

Contributi allo studio dei regimi transitori di un altoparlante*

L'esame dei trascinamenti dovuti ai regimi transitori di un altoparlante è da considerare come uno dei più utili procedimenti per lo studio e la messa a punto dei contenitori acustici.

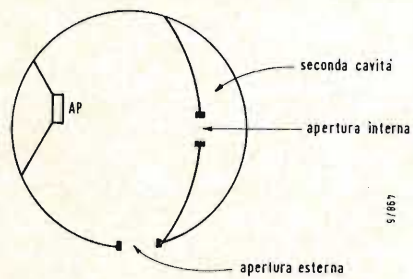



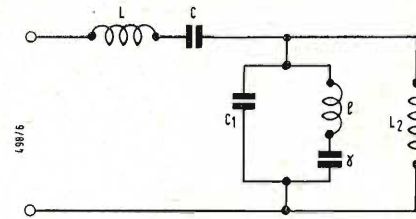
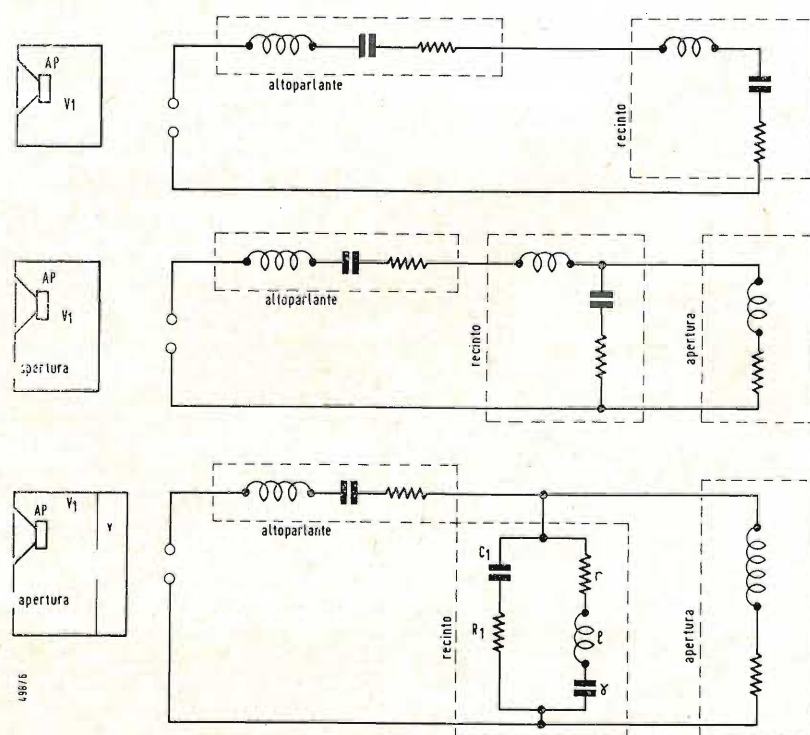
Fig. 1

1. - LIMITAZIONE DEL SISTEMA

Il complesso qui descritto è di agevole impiego fino a 3-4000 Hz. Alle frequenze superiori, l'energia e la durata dei transistori di trascinamento sono molto piccole e le misure di una certa precisione diventano difficili; bisogna prendere molte precauzioni per evitare i fenomeni parassiti di commutazione, che mascherano le misure. La registrazione alle alte frequenze permette di rivelare i punti, ove si manifestano dei difetti; difetti che possono quindi diventare oggetto di un esame oscillografico approfondito. Si può allora regolare la « finestra » di misura, in maniera d'includervi la fine di un treno d'onde e non perdere niente del fenomeno.

2. - ESEMPIO DI UTILIZZAZIONE

Con questa apparecchiatura sono state eseguite numerose misure. Si può citare come esempio la messa a punto di un contenitore studiato dal Sig. Léon e destinato ad audizioni di qualità a media potenza per controllo professionale. Dopo diverse prove comparative eseguite con contenitori di forme diversissime (dalla parallelopipeda alla ovoidale), passando attraverso volumi totalmente asimmetrici, si è ritenuta la più esatta la forma sferica.

La messa a punto ha portato subito l'attenzione sul trascinamento dell'altoparlante medesimo. In considerazione delle dimensioni del cassone e dell'uso di un solo altoparlante per coprire tutto lo spettro, si è scelto a proposito un altoparlante da 21 cm. La risposta alle basse e medie frequenze è stata migliorata, applicando sulla membrana un plastificante; la risposta alle frequenze alte è stata allargata fino a 15.000Hz, aggiungendo al centro un secondo diaframma a bordi liberi di dimensioni tali da assicurare — quanto l'emissione avviene soltanto dalla parte centrale — il rilassamento del diaframma principale.

Il contenitore consiste in un cassone a doppio risonatore (fig. 1).

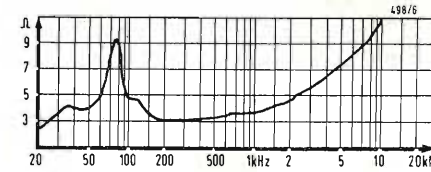
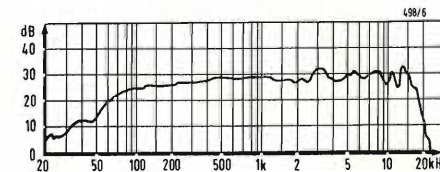
In fig. 2 sono riportate le rappresentazioni delle impendenze acustiche, corrispondenti:

a) ad un altoparlante in cassone chiuso
b) ad un cassone « bass-reflex »
c) ad un cassone a doppio risonatore

Il sistema *c*) ha il vantaggio di necessitare di pochi elementi dissipativi e di permettere, giocando sui suoi diversi parametri, d'ottenere una buona risposta ai regimi transitori.

L'impiego di materiali acustici assorbenti è ridotto così il più possibile, ottenendo quindi un complesso facilmente riproducibile.

Per la determinazione delle costanti di questo contenitore si è fatto il più largo uso del dispositivo qui sopra descritto. Sono state così determinate le dimensioni relative dei due risonatori: i diametri delle due aperture e le sistemazioni interne sono state studiate in maniera tale da « opporsi » alle riflessioni. Sono stati poi eliminati molti difetti, che non sempre appaiono sulla curva di risposta.

Dal punto di vista delle risonanaze, lo schema di fig. 2 può essere semplificato, ed assumere la forma di quello di fig. 3 a tre gradi di libertà (C_1 o L_2, nonché l e γ in serie). Un tale sistema, in unione alla combinazione *L-C* dell'altoparlante, presenta nel caso generale due pulsazioni d'antirisonanza, separando tre pulsazioni di risonanza di tipo serie, corrispondenti a dei massimi d'impedenza dinamica della bobina mobile (trattare la questione per via calcolo è alquanto complicato; la via pratica dà la possibilità di conoscere facilmente l'andamento dei risultati).

Nella presente realizzazione, l'emissione della « finestra » di comunicazione con l'esterno, è stata tenuta, per evitare gli inconvenienti dovuti a somma od opposizione di fase, la più bassa possibile.

La fig. 4 rappresenta la curva impedenza/frequenza della bobina mobile, ottenuta dopo aver operato in maniera tale da avere i minimi trascinamenti. Alle basse frequenze, la variazione dell'impedenza, segue molto fedelmente la variazione dell'impedenza dinamica.

L'ampiezza della prima risonanza, come si può vedere, è tale che l'impedenza non oltrepassa il valore ottenuto alle medie frequenze. La risonanza superiore è stata avvicinata il più possibile alrisonanza principale; motivo per cui la curva non presenta « buchi ».

La curva di risposta in funzione della frequenza, riportata in fig. 5, mostra una notevole omogeneità, specialmente fino a 2000 Hz.

In fig. 6, infine è riportato il diagramma relativo ai trascinamenti, dovuti ai regimi transitori. Facciamo notare che su questo diagramma le frequenze, man mano crescenti da 20 a 20.000 Hz, vanno da destra a sinistra.

Le prove soggettive hanno confermato la bontà del procedimento di messa a punto a mezzo del dispositivo qui sopra descritto.

3. - CONCLUSIONE

L'esame dei trascinamenti dovuti ai regimi transistori di un altoparlante è da considerare come uno dei più utili procedimenti per lo studio e la messa a punto sistematica dei contenitori. Fra l'altro esso aiuta a sopprimere questa tonica, che si rivela molto bene nella parola ed alla quale non si rimedia nemmeno con il palliativo dei correttori.

Ci auguriamo che l'apparecchiatura qui descritta, suscettibile di perfezionamento, possa contribuire a migliorare i contenitori per altoparlanti, che rappresentano tuttora il punto più delicato delle catene di riproduzione ad alta fedeltà.

A

Le curve che illustrano questo articolo si riferiscono ad un contenitore tipo professionale ELIPSON, equipaggiato con un A.P. di 21 cm. di diametro, avente una risonanza propria intorno ai 65Hz.

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

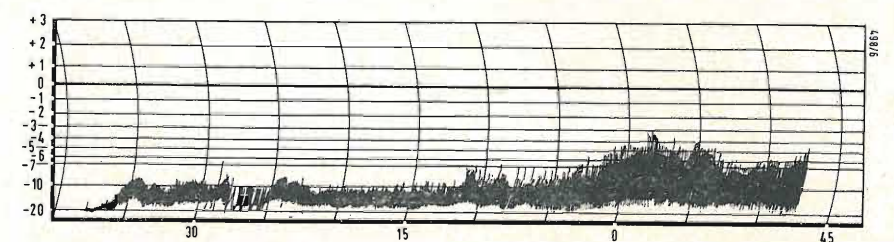



Fig. 6

(*) di P. MEUNIER; tradotto da *Revue du Son*, marzo-aprile 1961, pag. 95

dott. ing. Antonio Cantoni

A proposito degli amplificatori: difetti non rilevabili coi metodi di misura classici*

La qualità di un componente della catena di riproduzione può essere giudicata in modo definitivo solo dopo una prova di ascolto.

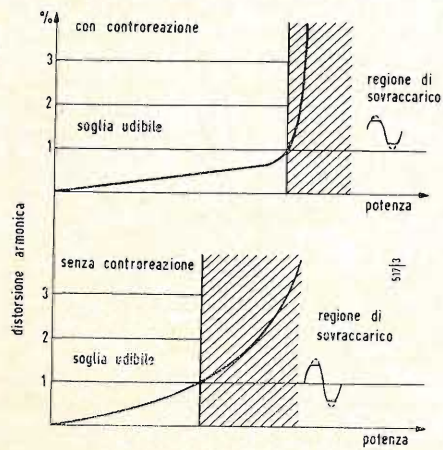



Fig. 1 - Caratteristiche di sovraccarico degli amplificatori (con e senza contro-reazione).

RICERCHE psico-fisiologiche recenti hanno mostrato che i deboli tassi di distorsione degli attuali moderni amplificatori sono completamente inudibili; non è però meno vero che si possa percepire uditivamente una forte distorsione anche nel caso in cui misure condotte secondo le regole abituali rivelano valori ritenuti ben inferiori alla soglia di percezione. Norman H. Crowhurst ha anlizzato qualcuna delle forme possobili di distorsione, che diventano udibili in certe condizioni.

Noi consideriamo solo lo studio dei sovraccarichi in regime sinoidale e in regime musicale.

Le prove di distorsione udibile praticate attualmente mettono in evidenza due punti essenziali:

a) il miglioramento tecnico dei nostri apparecchi e la lunga pratica di un attento ascolto, ci hanno permesso, sia in audizione individuale, sia collettiva, di rivelare tassi di distorsione vieppiù ridotti.

b) il grado di distorsione percepito varia in grande misura con gli individui ed i tipi di distorsione riscontrati.

All'epoca in cui i pregi del circuito bilanciato in controfase non erano conosciuti e prima dell'avvento di quel procedimento detto « controreazione », si stimava al 5 % la soglia di distorsione armonica rivelabile. Sondaggi recenti hanno mostrato che i due terzi di un uditorio possono rivelare il 5%, mentre il rimanente terzo abbassa questa soglia all'1%.

L'intermodulazione appare come il fattore determinante nella distorsione percepita in ragione stessa della generazione dei suoni discordanti. Infatti, i fenomeni non sono così semplici. Tutte le forme di distorsioni degli amplificatori misurate secondo i metodi comuni sono talmente inferiori, in percentuale della fondamentale, alla soglia udibile menzionata sopra, o solamente di gran lunga inferiori alle distorsioni della stessa natura prodotte dalle altre maglie della catena, che non dovrebbe poter essere possibile discernere auditivamente la minima differenza fra i diversi tipi di amplificatori moderni. Certamente, nessuno presenta distorsione udibile, tuttavia si nota che certi amplificatori sono più gradevoli di altri.

Quando i buoni amplificatori accusavano correntemente il 5% di distorsione armonica ed una risposta in frequenza da 100 a 5000 Hz a 3 dB di attenuazione, qualunque miglioramento relativo a uno di questi concetti, era sensibile all'orecchio. Era lo stesso probabilmente a proposito del rapporto segnale/disturbo (l'ascolto di un vecchio disco a 78 giri ci ricorda l'importanza di questo problema). Ormai, eccoci posti davanti a cifre, che fanno credere alla perfezione dei nostri amplificatori: distorsione inferiore allo 0,1% e banda passante della frazione di periodo, a oltre 1 MHz entro 0,1 dB.

Gli sforzi sono stati concentrati intorno a queste ultime specificazioni, tendendo così a stabilire che il raggingimento di *migliori cifre* significava *superiorità* del materiale. A dispetto dell'insufficienza di un simile giudizio (riconosciuto da una vasta categoria di specialisti), questa presa di posizione si è affermata a favore di pubblicità basate su queste cifre a valore di primato. Alcuni, convinti che la qualità di un materiale non dipende solo da queste cifre, concludono che le sole prove utili risiedono nell'ascolto propriamente detto. Sembra pure che si sia a questo stadio per i fonorivelatori e per gli altoparlanti. Uno dei massimi costruttori americani non ha forse constatato che il miglior altoparlante

(*) di P. LOYEZ; tradotto da *Revue du Son*, giugno 1961, pag. 183.

Fig. 2 - Configurazione armonica della distorsione per sovraccarico: *a*) onda sinoidale troncata; *b*) contenuto di armoniche solo (in tratteggiato: due primi termini).

Fig. 3 - Relazione fra le percentuali armoniche in valore di cresta e in valore medio.

in camera sorda diveniva spesso il meno buono ascoltandolo tra le pareti domestiche?

Attualmente, gli autori di schemi si ingegnano a produrre specificazioni sempre aggiornate per, allo stesso tempo, venderle ad un pubblico che le giudica all'ascolto. Se non si può modificare la presentazione delle cose, è senza dubbio opportuno tentare di fornire, sempre sotto forma di specificazioni, un'informazione più completa sul funzionamento reale dell'amplificatore.

Per circa venti anni la controreazione è stata ritenuta una panacea universale: più il tasso è elevato, più buono è l'amplificatore. È per questa ragione che si sono visti sorgere amplificatori comportanti 20, 40 60 e anche 80 dB di controreazione; si è praticata persino la controreazione infinita. Questa corsa ai dB ha evidentemente ripagato i suoi autori con le cifre sopra riportate. Dai primi tentativi imperfetti di applicazione di forti tassi in un solo circuito, gli autori sono pervenuti ai sistemi multi-circuiti, permettendo di controllare più efficacemente i vantaggi di un procedimento che non è esente da difetti, come vedremo tosto.

CARATTERISTICHE DI SOVRACCARICO DELL'AMPLIFICATORE

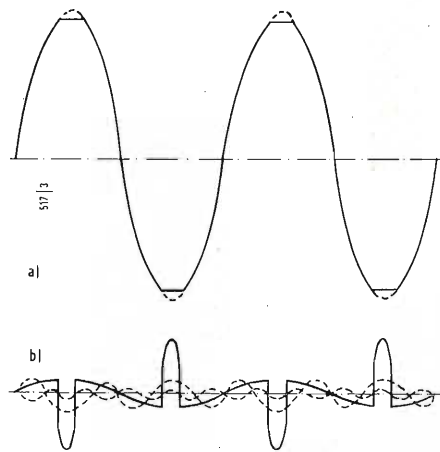
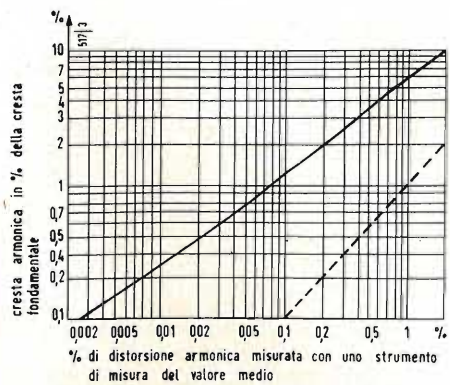
Un effetto inevitabile della controreazione è di modificare il comportamento dell'amplificatore. I vecchi buoni amplificatori in classe *A* senza controreazione, cominciavano col produrre una sommità di sinusoide arrotondata, che si appiattiva progressivamente .n potenza per finalmente smentarsi (fig. 1). La potenza di uscita poteva molto bene essere raggiunta nella regione in cui la sinossoide non era ancora tagliata, ma solo appiattita. In presenza di un forte tasso di controreazione, la distorsione nominale viene virtualmente eliminata. Un tasso del 10% di terza armonica viene ridotto all'1% (e anche allo 0,1 %), per modo che si può benissimo spingere l'amplificatore con pochissima distorsione. La fig. 2 mostra come appare invariabilmente la distorsione in un amplificatore moderno.

Non si tratta solamente di terza armonica, ma di tutta una gamma raggingente indici elevati. Come indica la fig. 2*b*, la distorsione prende l'aspetto di una successione alternata di impulsi positivi e negativi sviluppabili in serie di Fourier. Sembra poco probabile che si arrivi, con una simila analisi (effettuata ad es. con un analizzatore di armoniche) a difetti udibili. Si sa per es. che il rumore di fondo dovuto alla rete somiglia di più ad un temporale che alla generazione di armoniche dei 50 Hz. Se si satura un altoparlante con una frequenza bassa in modo da far vibrare ampiamente la membrana, si percepisce distintamente i colpi secchi ripetuti alla frequenza considerata senza tuttavia essere sensibile alla sovrapposizione di numerose frequenze parassite. Se si tiene conto di questa osservazione nel caso dell'amplificatore è più logico confrontare le ampiezze degli impulsi e della fondamentale.

Si mostrerà, partendo da considerazioni trigonometriche, che esiste una relazione semplice nel rapporto delle ampiezze di cresta delle armoniche e della fondamentale da una parte, e il rapporto delle ampiezze medie dall'altra parte. La fig. 3 attesta questa legge, che dice che a una lettura convenzionale di 0,1% (distorsione ordinaria) corrisponde un rapporto di ampiezza impulso/fondamentale dell'1% cioè meno di 40 dB di scarto. Questo tasso può essere perfettamente udibile in una certa gamma di frequenze, sebbene il tasso effettivamente misurato sia ritenuto inudibile. Ci si può chiedere quali siano gli effetti del carico, specialmente quando si sostituisce la resistenza di misura con un altoparlante. Tutto ciò dipende dalla costituzione dello stadio di uscita e del modo con cui è applicata la controreazione. Un dispositivo detto « Z-Matic » è stato studiato negli S.U.A. da Hafler e Keroes per rendere il funzionamento dell'amplificatore indipendente dal carico (vedi: *Revue du Son* n° 71-72, pag. 86).

Nel caso di pentodi o tetrodi ci si deve aspettare che l'aumento rapido dell'impedenza di carico ai di sopra del suo valore nominale, limita l'ammissione-griglia per la quale la saturazione comincia a nascere. Abitualmente il tasso di controreazione aumenta con l'impedenza, così che l'ammissione griglia diminuisce e che la saturazione appare sensibilmente per la stessa tensione di uscita (per conseguenza per una potenza più piccola) e anche per la stessa tensione all'entrata dell'amplificatore. Gli stadi di uscita a triodi si adattano meglio a carichi superiori a quello normale. I carichi inferiori generano una limitazione esagerata. Si ritroverebbero i risultati dei pentodi utilizzando una controreazione di corrente, che aumenta l'impedenza interna.

Abbiamo qui discusso una modernissima parte dell'argomento trattato da N. H. Crowhurst, in ciò che potrebbe ben essere il processo alla controreazione. In parecchi casi, quale filosofia si deve adottare? Probabilmente non si deve abusare di un procedimento pieno di incognite e prevedere un margine di sicurezza per la potenza disponibile; l'esempio americano di amplificatori da salotto di 60 W ci fa ben sorridere, ma se ne avessimo i mezzi, noi faremmo forse 120 W.

Nota. Ci si può attendere due risultati dall'applicazione della controreazione ad un amplificatore: allargamento della banda passante e riduzione della distorsione; ma sembra impossibile ottenerli contemporaneamente. *A*

0315 – *Sig. A. Rampino – Trieste.*

D. Ho configurato esattamente la mia situazione in tutto quello che dice l'articolo introduttivo « Apparecchi esteri ed apparecchi nazionali » apparso su « *alta fedeltà* » marzo 1961, n. 3.

Ho infatti intenzione di montare un complesso di ricezione, registrazione e riproduzione stereofonica ad alta fedeltà, e mi trovo nella imbarazzante situazione di scegliere adeguatamente.

Per ovvie ragioni economiche sono costretto a rinunciare alle apparecchiature di classe eccelsa (essenzialmente americane) per il loro assai rilevante prezzo di acquisto, che, come giustamente afferma l'articolo, aumenta con legge quadratica o semicubica in rapporto a quelle sfumature, che però definiscono la superiorità di un prodotto.

Poichè d'altra parte è incontestabile che anche sul mercato italiano esistono ottimi prodotti nazionali di alta fedeltà mono e stereofonici, oso chiedere qualche utile consiglio in materia.

Formulo pertanto i seguenti quesiti:

1) Esiste sul mercato italiano un sintonizzatore nazionale stereo capace di ricevere le trasmissioni radio effettuate stereofonicamente sulla filodiffusione? Esiste la possibilità di trovare una appropriata scatola di montaggio? Ho sentito parlare dell'amplificatore stereofonico della Prodel, che incorporerebbe un sintonizzatore a modulazione di frequenza, previsto per l'ascolto dei programmi radio stereofonici col sistema MA/ /Filo. Ma in questo caso occorrerebbe comprare il complesso, senza perciò la possibilità di servirsi di un amplificatore diverso.

2) È possibile acquistare qualche preamplificatore ed amplificatore B.F. stereofonico nazionale di buona qualità (dai 10 ai 20 W per canale) munito di filtro taglia bassi e di filtro taglia alti (antifruscio) nonchè di equalizzatore fono e nastro? Si può eventualmente acquistare in scatola di montaggio? So che esiste il Geloso G235-236HF (10-10 W) ma è privo dei dettagli sopra citati. In ogni modo è di buona qualità?

3) Quale giradischi mi consigliate? Sono indeciso tra il Garrad, il Thorens ed il Lemco L70. Su quanto si aggirerebbe la spesa se adottassi la soluzione di montare sul giradischi professione Thorens il braccio Garrard con testina a riluttanza variabile Goldring o Pickering? Gradirei un consiglio o una proposta in merito.

4) Poichè prevedo di dover registrare su nastro parecchie trasmissioni stereofoniche radio filodiffuse, quale soluzione adottare in merito ad un registratore stereofonico, dato che i prezzi di simili prodotti americani raggiungono cifre astronomiche?

5) Poichè desidero avere un sistema di riproduzione a tre vie sarei orientato verso la sistemazione in ciascuno dei due bass-reflex di tre altoparlanti della R.I.E.M. e precisamente di woofer da 15 W (∅ 310) impedenza 16 Ω, di un tweeter da 25 W e di super tweeter Mignon da 6 W, collegati in parallelo per una potenza nominale fino a 15 W. Esiste qualche combinazione Philips del genere, o equivalente per qualità, dato che gli effetti dei tweeter Riem a compressione sono eccellenti? Come è costituito e quanto costerebbe il complesso Jensen 12" KT33 - 3 way system?

6) È efficiente e perciò vale la pena di azzardarsi alla spesa d'acquisto di una scatola di montaggio del preamplificatore-amplificatore duale stereo H.F. 81 della Eico?

R. Per la ricezione delle trasmissioni stereo effettuate dalla RAI attraverso la filodiffusione occorrono 2 ricevitori a onde lunghe ed un combinatore da interporre fra i trasformatori di uscita e le bobine mobili degli altoparlanti, oppure due normali ricevitori più due adattatori, più il combinatore.

Un sintonizzatore che in unico apparecchio conglobi i componenti suddetti, non esiste in Italia e tanto meno all'estero date le modalità di ripiego usate dalla RAI per le sue trasmissioni stereofoniche.

2) Amplificatori di alta fedeltà stereo interamente costruiti in Italia, provvisti dei requisiti da Lei desiderati, non sono facili a reperire. Possiamo indicare la Lesa (Milano, via Bergamo, 21) il cui Laboratorio di « alta fedeltà » ha prodotto amplificatori veramente di alta classe incorporanti tutti i perfezionamenti più recenti della tecnica moderna. La Lesa produce il complesso Lesaphon mod. 76 mono e stereofonico al prezzo di 185.000; gli apparecchi Lesa non sono disponibili come scatole di montaggio. I mod. G-235-236MF Geloso (L. 29.500 il preamplificatore; L. 42 mila l'amplificatore) rappresentano un lodevole tentativo di diffondere la stereofonia a prezzi, per così dire, popolari, quindi non si può pretendere da essi più di quel che danno. Migliore appare della stessa Geloso il mod. G382 fono-teleradio-registratore stereofonico, per MF/MA e filodiffusione, costa L. 385.000.

Altro nominativo è il seguente: Hirtel, (Torino, via Beaumont, 42).

3) Fra i vari modelli di giradischi Garrard ognuno può trovare quello che gli interessa, i prezzi variano da L. 24.000 a L. 80.000 circa. Consiglieremmo di cercare fra questi. Il giradischi Thorens professionale mod. TD124 costa L. 75.000, il braccio Garrard è intorno alle L. 15.000 e la testina a riluttanza variabile stereo mod. 371 Pickering costa L. 30.000. Esistono bracci da L. 4.000 (es. Fairchild SA - 12).

A nostro avviso un buon complesso fonografico può essere costituito con giradischi e braccio Garrard, più una testina stereo a riluttanza variabile General Electric modello GC5, o GC7, o CL7.

4) Un ottimo registratore a nastro a 4 piste (2 piste stereo) è il mod. EL3536 Philips; prezzo di listino L. 225.000 completo di microfono stereo, di 2 altoparlanti e di cavi.

5) La tendenza odierna è verso altoparlanti bifonici o trifonici, già provvisti degli opportuni filtri di incrocio, piuttosto che verso 3 altoparlanti separati. Comunque questa soluzione è tutt'altro che da scartare, considerando inoltre il prezzo degli altoparlanti Riem, assai modesto rispetto ai tipi triassiali ad es. della Jensen e della Altec Lansing. Ricordiamo però che detti 3 altoparlanti Riem non devono essere connessi in parallelo, ma attraverso gli opportuni filtri di crossover, che la Riem stessa può fornire. Il complesso Jensen KT33 è un sistema a 3 vie comprendente un woofer-flexair da 12" (30 cm ∅), un riproduttore dei toni medi ∅ 20 cm ed un tweeter RP103, i filtri crossover a 600 Hz e a 4 kHz; per questo complesso di altoparlanti e consigliabile il mobile bass superflex della Jensen stessa; l'insieme è completo di regolatore di livello, di cavi di collegamento e di istruzioni per il montaggio; impedenza 16 Ω, potenza 30 W, peso con imballo kg 10. Il suo prezzo è di L. 80.000 (senza mobile).

6) L'HF81 della Eico (2 × 14 W) si raccomanda da sè; la spesa non comporterà una delusione; osserviamo però, che se si viene nell'ordine di idee di orientarsi verso apparecchi esteri esistono varie altre possibilità, che la Larir (Milano, P.zza 5 Giornate, 1) o la Windsor Electronic (Roma, via Nazionale, 230) possono illustrare e fornire. *(a. f.)*

0316 – *Sig. G. Mariani – Lucca.*

D. Sono uno studente d'ingegneria elettronica prossimo a laurearsi presso l'Università di Pisa. Come tesi di laurea mi è stato dato il compito di progettare un amplificatore stereo hi-fi ed io l'ho accettato con entusiasmo dato che sono un appassionato della bassa frequenza. Tengo subito a dirvi che la Vostra rivista, a cui sono abbonato, mi è stata di notevole aiuto.

Molti sono i problemi la cui risoluzione mi lascia ancora perplesso e insoddisfatto. Vi cito i principali.

a) Stadio finale equipaggiato con 2 EL34 in circuito ultra-lineare (sono in possesso del manuale tubi riceventi della Philips, ma non sono riuscito ad applicare la teoria e il procedimento grafico del circuito U.L. alla EL34, mentre la cosa risulta fattibile nel caso della EL84).

b) Controreazione dell'amplificatore di potenza con la relativa verifica di stabilità.

c) Controreazione selettiva per l'equalizzazione e relativa verifica di stabilità (fra i due tipi più usati, e cioè quello con la ECC83 e quello con la EF 86 quali criteri di superiorità e convenienza si possono definire a vantaggio dell'uno o dell'altro?) Ho calcolato un circuito con una ECC83, ma l'espressione completa è talmente complessa da risultare inapplicabile in pratica.

Gli articoli apparsi sulla Vostra rivista mi sono stati utili in senso indicativo, ma per giungere ad una giustificazione teorica completa dei circuiti in parola il cammino è ancora molto lungo.

Vorrei chiedere ai Vostri collaboratori se possono indicarmi libri e articoli che facciano al caso mio. (per esempio il Dott. Sinigaglia nell'articolo apparso sul n° 10 del 1959 con il titolo; « Filtro passa alto anti rumble », parla di calcoli di tipo classico).

Questo è il favore che Vi chiedo e se potrete esaudirlo Vi sarò molto grato.

Mi sarebbero di particolare aiuto esempi di calcolo quanto più possibile completi.

R. È assai difficile nella letteratura tecnica trovare problemi completamente risolti. Gli articoli ed i libri si limitano in generale a fornire delle formule, che risultano scorbutiche da applicare praticamente, per la difficoltà di procurarsi tutti gli elementi che in esse compaiono. Spesso i testi americani portano alla fine di ogni capitolo un eserciziario da svolgere, senza alcun esempio svolto.

Le uniche fonti di applicazioni numeriche restano gli « Handbook ».

Le indichiamo perciò i due seguenti;

« Audio Designer's Handbook ». Ed. David Saslaw preparato dalla Amperex (rivista « Audio »).

« Radio Designer's Handbook » di F. Langford Smith IV edizione, Ed. Iliffe & Sons Ltd., London.

Si tratta però di grossi volumi e Le consigliamo di consultarli presso qualche biblioteca, prima di farne richiesta di acquisto ad una Libreria quotata.

Un volumetto assia utile e benfatto è il seguente;

« Practical Electroacustics » di M. Rettinger.

Le ricordiamo ancora l'articolo intitolato «Il concetto di interazione nel progetto della reazione » apparso nel n. di Ottobre 1956 della rivista « Audio ».

Ricordiamo anche l'articolo « Lo stadio ultralineare » pubblicato nel n. 5 - 1959 a pagina 126 e seguenti di « alta fedeltà ».

Infine Le converrebbe consultare le pubblicazioni estere presso una grande libreria, come Hoepli (Milano - Via Hoepli 5), o la libreria Internazionale (Milano, Galleria del Toro, S. Babila), o la Corticelli ecc. *(a.f.)*

0317 – *Sig. G. Esposito – Napoli.*

D. Vorrei sonorizzare un cine proiettore 8 mm col sistema della traccia magnetica, desiderando buone caratteristiche di fedeltà, e una resa sonora di almeno 3 W di uscita. La velocità di scorrimento è di 6,5 cm al secondo.

Se cotesta Spett. Redazione, vorrà gentilmente pubblicare uno schema elettrico di registratore magnetico, nella Rivista « l'Antenna », io sarei contentissimo se si limitasse lo schema allo stretto necessario, cioè limitare la descrizione fino al commutatore Registrazione-Ascolto, eliminando la descrizione dei vari comandi elettromeccanici di messa in moto-fermo, indietro, ecc.

R. Non abbiamo ben capito se Ella intende registrare la colonna sonora del suo film per poi riprodurla, o se la colonna è già registrata ed Ella desidera solo riprodurla col magnetofono.

Non possiamo pubblicare uno schema parziale che serva solo nel suo caso particolare.

Ci limiteremo ad informarla che stiamo preparando uno schemario dei registratori magnetici a nastro.

Da uno qualsiasi degli schemi che saranno riprodotti, Ella potrà stralciare ciò che le interessa, trascurando le commutazioni riguardanti il motore. Tenga presente che in generale valgono le seguenti norme;

In registrazione: 1) La testina magnetica è connessa all'uscita dell'amplificatore; 2) La valvola di potenza funziona da oscillatore di polarizzazione in alta frequenza; 3) La testina di cancellazione precede quella di registrazione e prepara il nastro per ricevere la modulazione.

In riproduzione: 1) La testina di registrazione e di riproduzione (unica) è collegata all'entrata dall'amplificatore; 2) La valvola di potenza funziona da stadio finale di uscita ed alimenta l'altoparlante; 3) La testina di cancellazione è esclusa.

Per ottenere queste diverse funzioni le commutazioni non sono semplici e rappresentano la parte più importante, mentre quelle relative ai sensi di marcia sono immediatamente comprensibili. *(a.f.)*

0318 . *Sig. G. Grasso – Genova.*

D. Ho letto la recensione che avete pubblicata nel 1958 su « alta fedeltà » n. 11, pag. 318 del libro; « Audio Design Handbook » di H. A. Hartley's, Ed. Gernsback Library. Desidero sapere se tale libro è stato tradotto in Italiano e pubblicato in Italia.

R. La informiamo che il libro in oggetto non è stato tradotto in italiano.

0319 – *Serg. A. Medelin – Genova.*

D. Parecchio tempo fa acquistai tutte le dispense relative al 1 Corso Nazionale di Televisione dalle quali ho tratto tanto utile e inoltre soddisfazioni per cui ora Vi ringrazio sinceramente. Con l'istituzione del II Programma Televisivo mi trovo un po' in difficoltà trattandosi di un argomento per me del tutto nuovo. Vi chiedo dove potrei acquistare qualche pubblicazione nella quale venga esaurientemente trattato l'argomento: vorrei anche che mi indicaste un tipo di convertitore e il modo di applicarlo su un vecchio tipo di televisore (Philips), questo per non dover rifiutare le numerose richieste che in questi ultimi tempi mi vengono rivolte. *(a.f.(*

R. Purtroppo nella letteratura tecnica italiana l'argomento UHF non è trattato se non qua e la in articoli sparsi nelle riviste.

Possiamo solo ricordarle gli articoli pubblicati sulla Rivista l'« Antenna ».

1) n. 7 - 1960 - Problemi di un Laboratorio TV per UHF

2) n. 8 - 1960 - Problemi di un Laboratorio TV per UHF.

3) n. 8 - 1960 - Dati tecnici del selettore per UHF Philips AT6321.

4) n. 10 - 1960 - UHF; ricezione delle onde decimetriche.

Circa il gruppo convertitore UHF fra i più noti vi è quello di Ricagni (Milano, Via Mecenate, 71). Trattandosi però di ricevitori Philips, consigliamo il gruppo convertitore AT6321/38 Philips, o meglio Le conviene rivolgersi alla Philips (Milano, P.zza 4 Novembre 3), che potrà indicarle il tipo più adatto e le modalità per installarlo, che dipendono dal tipo di televisione.

La ringraziamo per le sue benevoli espressioni rivolte al « Corso TV ». *(a.f.)*

0320 – *Sig. U. Notini – Salerno.*

D. Mi permetto farVi rilevare, e non per addebito che nessun argomento avete trattato al riguardo di apparecchiature *ECO* che completano un impianto sonoro di classe e stereofonico, per orchestre e cantanti. Desidererei inoltre che mi informate anche separatamente dell'indirizzo della « Binson » e del la « Semprini », ditte che costruiscono questi apparati.

R. «alta fedeltà» non ha finora trattato l'argomento « ECO » per mancanza di elementi seri e circostanziati atti alla compilazione di un articolo ben fatto.

È sottointeso che appena ci sarà possibile colmeremo questa lacuna.

Ecco i due indirizzi che Le interessano;

C.R.E.B. s.r.l Binson, Milano, Via Padova, 39 telf. 28.34.54.

Semprini Cesare, Milano, Via Bissolati 22, telf. 69.10.51. *(a.f.)*

0321 – *L. Bernardo – Trieste.*

D. Sono un appassionato cultore di Hi-Fi, e per questo seguo attentamente, insieme con un gruppo di miei amici, la vostra ottima rivista, per noi assolutamente indispensabile.

Ma proprio per questo devo sottoporre alla vostra cortese attenzione, un quesito riguardante le seguenti contraddizioni rilevate su alcuni numeri di « alta fedeltà » e concernenti argomento cui sono particolarmente interessato;

1) Articolo a pag. 118 del N. 5 del 1959. L'autore, A. Moioli, pone chiaramente in rilievo la possibilità di trasformare un registratore da due a 4 piste: ricorda che la Nortronics ha studiato una gamma di accessori per tale modificazione (oggi pare normalmente effettuata in America anche con apparecchi Philips di qualunque tipo): dà i necessari e sufficienti dettagli tecnici per la realizzazione pratica; cita un'ampia bibliografia.

2) Articolo (Collaborazione dei lettori) a pagina 332 e seguenti, ampiamente illustrato e dettagliato, del N. 11 del 1960, firmato da M. Minnucci di Ancona. L'autore (è dato ritenere, rifacendosi alle indicazioni date da A. Moioli) pone in rilievo i risultati veramente eccezionali ottenuti modificando da 2 a 4 piste un apparecchio Philips 3538. Le modifiche, relativamente poche, sono spiegate nei minimi particolari. I risultati sono graficamente documentati.

È lecito affermare che l'accettazione dell'articolo di quel lettore, deve essere stata approvata dalla redazione tecnica, così come si riferiva ad una tale collaborazione.

3) Rivista N. 6 del giugno 1961, pag. 174 « A tu per tu coi lettori ». In una risposta ad un quesito posto, sull'argomento in causa, proprio dallo stesso M. Minnucci, di Ancona, (evidentemente la domanda fu posta prima della pratica realizzazione e quindi dell'articolo indicato al punto 2) si dice; « Sconsigliamo l'adozione della testina a 4 piste per il registratore, perchè ciò richiede adattamenti problematici col Philips.

A questo punto, essendo particolarmente interessato all'argomento, vogliate scusarmi la ripetizione, desidero sapere se la risposta in questione non può, come ritengo, esser considerata accettabile in quanto fondamentalmente contraddice le categoriche affermazioni apparse sul N. 11/1960 (senza considerare le esperienze ormai normali in America proprio anche pare con l'apparecchio in questione) oppure se, invece, va considerata come buona: nel qual caso resta legittimo il dubbio che precise esperienze date per positive da M. Minnucci, tali non siano state.

R. Il concetto informatore delle risposte nella rubrica « a colloquio coi lettori » è di non far fare spese inutili, di non procurare gravose perdite di tempo, spreco di materiale e gravi delusioni ai nostri lettori.

Perciò consigliamo solo modifiche, costruzioni e installazioni di esito sicuro, scartando, i lavori richiedenti una particolare attrezzatura ed un'alta specializzazione radio-elettromeccanica. Tutto si può fare, ma non possiamo esporre al rischio dell'insuccesso chi si rivolge a noi.

La risposta data al Sig. Minnucci è da considerarsi prudenziale e giustificata anche dell'affermazione di un tecnico della Philips, che asserì che un registratore 2 piste non poteva essere trasformato per 4 piste se non con gravi difficoltà e con risultato assai dubbio.

Diciamo quindi un « bravo » al Sig. Minnucci e a tutti coloro, che seguendo il suo esempio, possono realizzare la trasformazione desiderata; non abbiamo nessun motivo di dubitare dei risultati ottenuti, quindi La incoraggiamo ad imitare il collaboratore suddetto.

Bisogna pensare che molti dei lettori auto costruttori lavorano con mezzi assolutamente insufficienti, sopra un angolo del tavolo di cucina: se non raggiungono i risultati promessi, fanno ricadere tutta la responsabilità sulla ns. consulenza. *(a.f.)*

0322 – *Sig. N. Spalletti – Corridonia.*

In Italia esistono diverse case che producono potenziometri per i quali è previsto l'uso di più prese intermedie in una posizione compresa in un determinato intervallo della rotazione dell'albero e fra esse la soc. LESA, con sede in via Bergamo, Milano. Nel grafico di figura 1 è messo in evidenza per i tipi LESA 4NC1, PD, 7B1 e 7A1 il campo di rotazione, in percentuale della rotazione totale, entro il quale è possibile ottenere le prese intermedie. Sulle ordinate corrispondenti si ottiene il campo di variazione del valore ohmico, in percentuale della resistenza totale, per le diverse curve di variazione della resistenza.

È da tenere presente che in corrispondenza della presa intermedia la curva presenta un tratto orizzontale dell'ampiezza di circa 10° di rotazione.

Se nella località nella quale risiede non esiste un buon commerciante di materiale si può rivolgere direttamente alla società LESA specificando i dati del potenziometro che Le interessa.

Potenziometri aventi caratteristiche simili sono pure costruiti dalla MIAL, via Fortezza, 11, Milano e dalla NEOHM, via Avellino, 6, Torino.

(P. Soati)

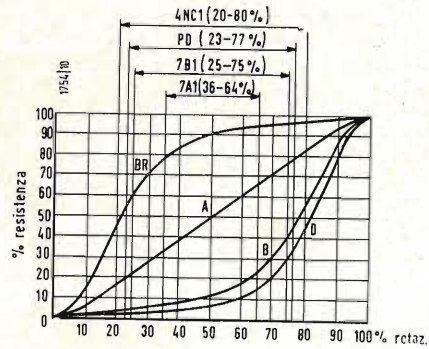
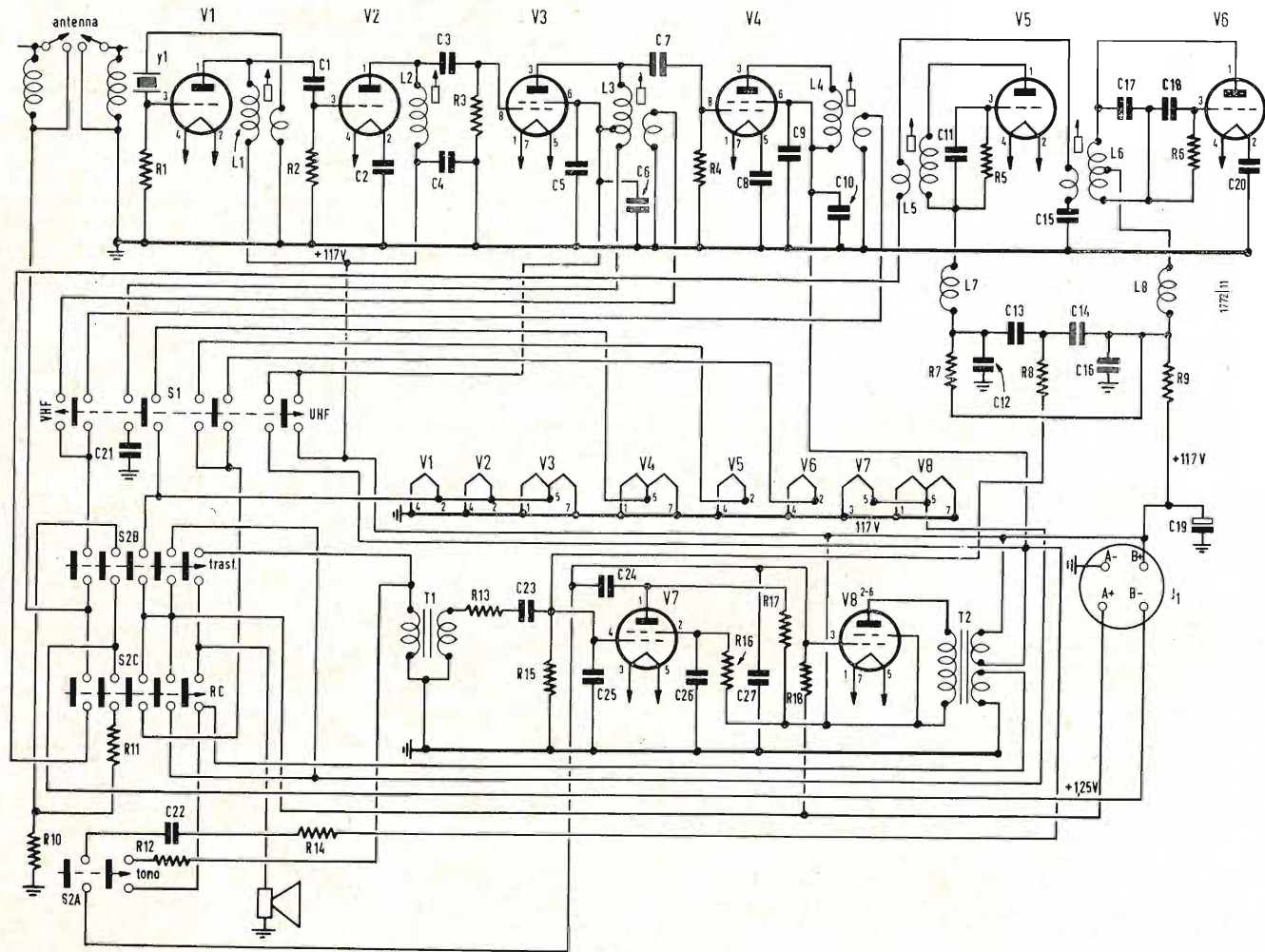



Fig. 1/0322

0323 – *Richiedenti diversi.*

L'apparecchio AN-URC4 (*4a, b*) non è altro che un radiotelefono adatto a funzionare tanto sulla gamma della VHF quanto in quella della UHF. Esso comprende un insieme di otto valvole delle quali solo la finale è del tipo miniatura mentre le altre appartengono alla categoria sub-miniatura. Il complesso, nella gamma della VHF, è accordato sulla frequenza di 121,5 MHz mentre tale frequenza viene duplicata per il funzionamento nella gamma UHF e corrisponde, infatti, a 243 MHz.

Il funzionamento delle singole valvole è il seguente: V_1 = 6050USAF, trasmettitore, oscillatrice; V_2 = 6050USAF, trasmettitore, prima duplicatrice di frequenza; V_3 = 5851-MIL, seconda duplicatrice di frequenza, trasmettitore; V_4 = 5851-MIL, trasmettitore, terza duplicatrice di frequenza per UHF; V_5 = 6050USAF, rivelatrice, VHF ricevitore; V_6 = 6050USAF rivelatrice UHF ricevitore; V_7 = 2E32, ricevitore-trasmettitore, prima amplificatrice bassa frequenza, preamplificatrice modulazione; V_8 = 3Q4, ricevitore-trasmettitore, finale di bassa frequenza, modulatrice.

In alcuni tipi di apparecchi, specialmente in quelli di prima costruzione, le valvole V_1 V_2, V_3, V_4 erano del tipo CK5676. L'oscillatore come si può osservare nello schema elettrico di figura 1 è del tipo a cristallo. In figura 2 riportiamo pure la zoccolatura dei vari tubi usati.

Ecco il valore dei vari componenti:

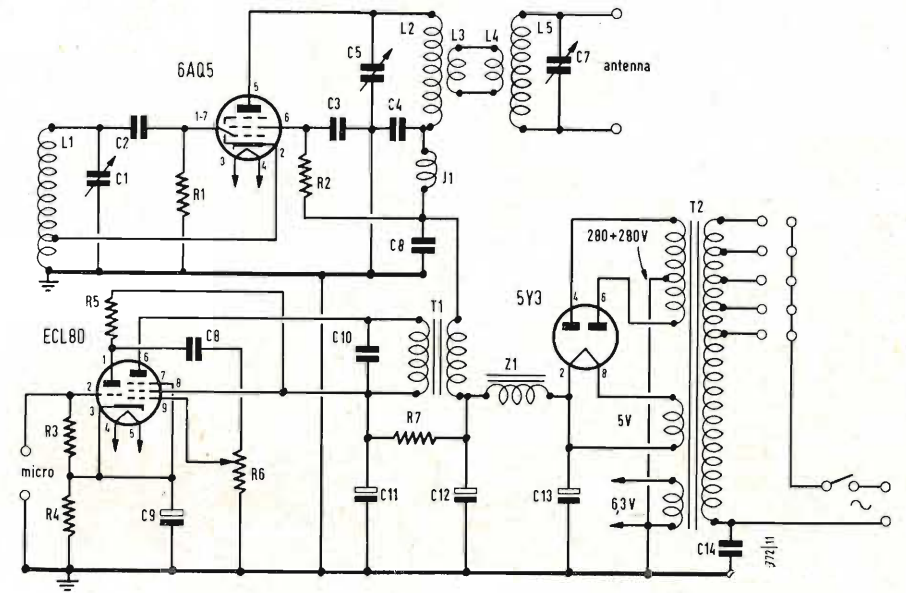
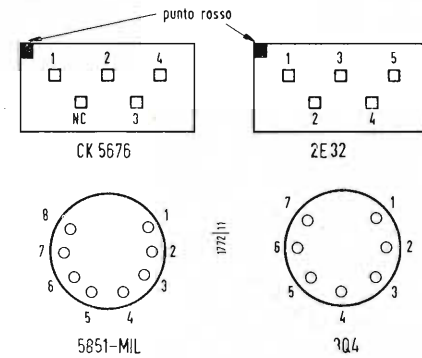
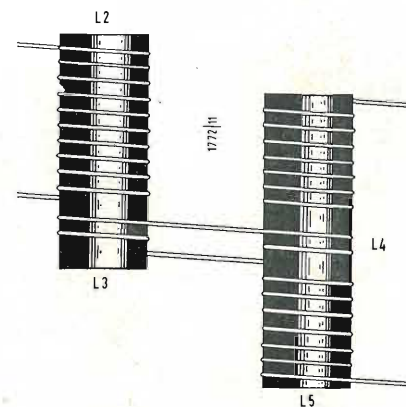
R_1 = 6800 Ω; R_2 = 68000 Ω; R_3 = 150000 R_4 = 220000 Ω; R_5 = 3 MΩ; R_6 = 1 MΩ; R_7 = 100000 Ω; R_8 = 220000 Ω; R_9 = 12000 Ω; R_{10} = 180 Ω; R_{11} = 560 Ω; R_{12} = 51 Ω; R_{13} = 33000 Ω; R_{14} = 82000 Ω; R_{15} = MΩ; R_{16} = 3MΩ; R_{17} = 1 MΩ; R_{98} = 470000 Ω. C_1 = 200 pF; C_2 = 500 pF; C_3 200 pF; C_4 = = 500 pF; C_5 = 500 pF; C_6 = 500 pF; C_7 = = 100 pF; C_8 = 1000 pF; C_9 = 500 pF; C_{10} = 500 pF; C_{11} = 22 pF; C_{12} = 500 pF; C_{13} = 500 pF; C_{14} = 500 pF; C_{15} = 2 pF; C_{16} = 2700 pF; C_{17} = 2 pF; C_{18} = 51 pF; C_{19} = 10 μF; C_{20} = 200 pF; C_{21} = 1,5-8 pF; C_{22} = 200 pF; W_{23} = 500 pF; C_{24} = 500 pF; C_{25} = 22 pF; C_{26} = 2700 pF; C_{27} = 51 pF.

(P. Soati)

Fig. 1/0323

Fig. 2/0323

0324 – *Sigg. M. Tesi – Firenze; G. Bartoli – Genova.*

In figura 1 si ha lo schema di un trasmettitore veramente elementare il quale è adatto per funzionare nella banda dei 20 metri ma che, modificando opportunamente le bobine, può essere usato anche per altre gamme ottenendo una potenza di circa 8 watt. La bobina dovrà essere realizzata mediante 16 spire di filo smaltato da 10/10 avvolte su di un supporto avente un diametro di 25 mm. Le spire dovranno essere unite con una presa alla quinta spira dal lato freddo (cioè a partire dalla massa). L_2 è costituita da 10 spire dello stesso filo, ricoperto in cotone o dsc, avvolte su supporto del diametro di 25 mm. L_5 è formata da 11 spire identiche a L_2 mentre L_3, L_4 sono formate da 3 spire di filo plastificato avvolte come mostra la figura 2.

Il trasformatore di modulazione può essere scelto fra il materiale di scarto e sovente si presta ottimamente allo scopo un trasformatore di BF avente rapporto 1:1 o 1:2, volendolo realizzare si userà un pacco della sezione lamellare di 5 cmq. Il primario sarà costituito da 2100 spire di filo smaltato da 19/100 mentre il secondario sarà composto di 2600 spire dello stesso filo.

C_1 = 200 pF variabile ad aria; C_2 = 100 pF mica; C_3 = 20000 pF carta; C_4 = 5000 pF carta; C_5 = 100 pF variabile; C_6 = 250 pF; mica; C_7 = 250 pF mica; C_8 = 10000 carta; C_9 = 50 μF 50 V elettrolitico; C_{10} = 5000 pF carta; C_{11} = 8 μF 500 V elettrolitico; C_{12}, C_{13} = 16 μF 500 V elettrolitico; C_{14} = 10000 pF carta. R_1 = 50000 Ω; R_2 = 30000 Ω 1 W; R_3 = 10 MΩ; R_4 = 300 Ω; R_5 = 100000 Ω; R_6 = 500000 Ω potenziometro; R_7 = 500 Ω 2 W. Z_1 = impedenza 30 H 60 mA.

Come antenna può essere usato un semplice dipolo.

(P. Soati)

Fig. 1/0324

Fig. 2/0324

0325 – *Sig. G. Pallaver – Udine.*

I transistori SFT153 sono di costruzione francese ma sono disponibili pure in Italia essendo prodotti dalla società MISTRAL di Sermoneta (Latina), alla quale può rivolgersi direttamente.

Circa il tipo di sonda che le interessa e di cui all'articolo al quale fa riferimento, è bene si rivolga alla ditta CICE il cui indirizzo è il seguente: Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques, Département Thermistances, 128 rue de Paris, Montreuil-sous-bois (Seine). Dalla stessa potrà sapere il nome dell'eventuale rappresentante italiano.

(P. Soati)

0326 – *Sig. G. Guerrini – Ravenna.*

L'oscilloscopio G43 è del tipo portatile a larga banda con tubo da 3" ed è stato progettato particolarmente per il controllo dei circuiti televisivi nel campo compreso fra la corrente continua e 7 MHz. È disponibile, per la taratura dell'amplificatore verticale, una tensione calibrata che permette l'impiego di tale strumento come voltmetro da picco a picco.

L'amplificatore verticale ha una sensibilità di di 20 mV/eff /cm. La banda passante va da 0 a 5 MHz ed è utilizzabile, come detto, fino a a 7 MHz. L'impedenza di ingresso è di 1 MΩ con 30 pF in parallelo.

La sensibilità dell'amplificatore orizzontale è di 100 mV eff / cm. La risposta di frequenza da 5 Hz a 500 kHz. Impedenza di ingresso 1 MΩ, 50 pF in parallelo.

Attenuatore a scatti e continuo. Asse dei tempi 5 Hz-100 kHz.

Le caratteristiche ci sembrano tali da far ritenere lo strumento senz'altro della massima utilità per il normale servizio radiotele-tecnico. E' costruito dalla UNA.

(P. Soati)

0327 – *Sig. F. Betelli.*

Se non erro, per ciò che si riferisce alla prima parte del quesito, mi sembra di comprendere che lei desidera convertire il segnale *UHF* in un segnale *VHF* corrispondente al canale A. Ciò è senz'altro possibile e a tale scopo può usare uno dei tanti convertitori che ormai si trovano in commercio ad un prezzo abbastanza equo.

Meno chiara è la seconda parte del quesito. Se lei intende trasportare il segnale convertito in *VHF* dall'altura sovrastante la sua abi-

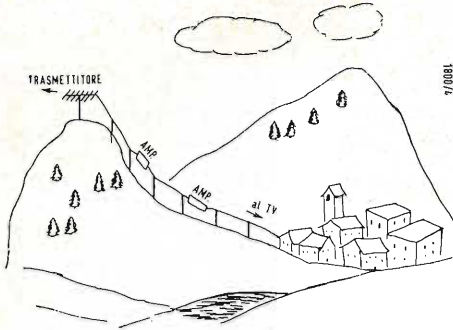



Fig. 1/0327

tazione, tramite una linea in cavo coassiale, deve tenere presente che la lunghezza della stessa è consigliabile non superi i 1000 metri e che alla distanza di circa 300 metri, l'uno dall'altro, siano inseriti due amplificatori ad alto guadagno. Naturalmente il cavetto scelto oltre ad avere particolari doti di resistenza alle intemperie ed alle sollecitazioni meccaniche, deve presentare una attenuazione trascurabile.

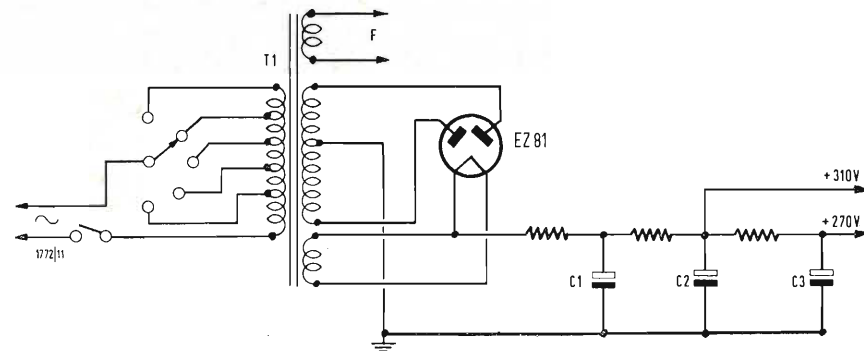
Se nel suo caso la lunghezza della linea supera i 1500 metri ritengo non valga la pena di affrontare una soluzione simile, anche perchè il costo di un tale impianto richiederebbe una spesa non indifferente.

Un ponte caldo costituito da un'antenna ricevente *UHF*, diretta verso il trasmettitore del secondo canale, da un convertitore e da un amplificatore ad alto guadagno, e da una antenna *VHF*, rivolta verso la zona in cui sono installati i televisori potrebbe risolvere in maniera più semplice il problema, ma l'attuazione di un simile impianto in Italia non è permessa dato che occorre l'autorizzazione del ministero competente.

(*P. Soati*)

0328 – *Sig. G. Immirzi – Roma.*

Lo schema al quale fa riferimento era stato aggiornato in questa stessa rubrica de *l'antenna* del giugno 1960, ad ogni modo in figura 1 è indicato lo schema di un alimentatore adatto per il complesso che desidera realizzare. Il trasformatore deve essere del tipo universale con secondario 2 × 320 più i secondari per l'alimentazione dei filamenti delle valvole utili e della raddrizzatrice. I tre condensatori C_1, C_2, C_3 sono elettrolitici da 50 μF 500 V. R_1 = 60 Ω 8 W; R_2 = 100 Ω 3 W; R_3 = 1800 Ω 3 W.

Può senz'altro realizzare il preamplificatore ed il sintonizzatore da Lei progettati, d'altra parte tenga presente che l'argomento è stato ampiamente trattato in questa rubrica in alcuni numeri arretrati. (*P. Soati*)

0329 – *Dott. R. Baseggio – Roma.*

Per quanto si riferisce alle funzioni delle valvole in un moderno televisore non deve far altro che seguire la nostra rubrica *Servizio TV* nella quale, per ogni tipo di televisore descritto vengono, fra l'altro, date anche le singole funzioni delle valvole nei vari stadi.

Circa la seconda parte del quesito riportiamo senz'altro il codice dei tubi riceventi americani ed europei.

Codice Retma (Americano)

Primo numero (Accensione — 0 = catodo freddo: 1 = da 0,1 a 2,1 Volt: 2 = da 2,1 a 2.9 Volt: 3 = da 3,1 a 3.9 Volt e così di seguito. Se il filamento ha una presa centrale il numero indica il valore più alto della tensione *Lettere* = Senza alcun significato specifico escluso la lettera *S* che significa senza cappuccio di griglia e la lettera *L* che indentifica i tipi Locktal. *Forma* (Lettere) *G* = Vetro *ST* 12 a 16: *GT* = vetro T9 (30 mm.) *M* = = metallo: *X* = zoccolo ceramico: *Y* = zoccolo fenolico. Le lettere *A*, *B*, *C*, *D*, ecc. si riferiscono a modifiche di minore importanza.

Codice europeo

1° *Lettera* (accensione filamento) *A* = 4 (riscaldamento diretto ed indiretto) Tipi di valvole generalmente non di uso corrente. *C* = = 200 mA (riscaldamento indiretto) Adatto per alimentazione *CC* e *AC* con filamenti collegati in serie. Non più di uso corrente.

D = 0,5 — 1,5 V (riscaldamento diretto) valvole per ricevitori a batteria e amplificatori per deboli di udito. *E* = 6,3 V (riscaldamento indiretto). Soltanto per alimentazione rete *CC* o *CA*. Solitamente collegate in parallelo salvo casi particolari. *G* = 5 V (riscaldamento diretto o indiretto) valvole raddrizzatrici.

H = 150 mA (riscaldamento indiretto) adatte a funzionare con rete *CC* o *CA* e con filamenti in serie. *K* = 2 V (riscaldamento indiretto) tipi non di uso corrente, per alimentazione a batteria. *O* = 150 mA (tipi vecchi) attualmente per semi conduttori, diodi al germanio o transistori. *P* = 300 mA (riscaldamento indiretto) per alimentazione con rete *CC* o *CA* e filamenti in serie. *U* = 100 mA (riscaldamento indiretto) per alimentazione con la rete *CC* o *CA* filamenti collegati in serie. *V* = 0,05 A: *X* = 0,6 A. *Z* = catodo freddo.

Altre lettere. La seconda, la terza ed eventualmente altre lettere indicano la struttura, le caratteristiche o l'impiego della valvola. *A* = = diodo semplice. *B* = doppio diodo. *C* = = Triodo amplificatore di tensione. *D* = Triodo finale. *E* = Tetrodo. *F* = Pentodo amplificatore di tensione. *H* = Esodo e eptodo funzionante come esodo. *K* = Eptodo o ottodo. *L* = Pentodo. *M* = indicatore di sintonia a raggi catodici (occhio magico). *N* = triodo o tetrodo a gas. *P* = Emissione secondaria. *Q* = Enneodo (nove elettrodi): *T* = contatore, elettrometro, ecc. *X* = raddrizzatore a due semionde a riempimento a gas. *Y* = = Raddrizzatore ad una semionda. *Z* = = Raddrizzatore a due semionde.

Primo numero (tipo di zoccolo) Nessun numero = zoccolo *P* e 8 contatti laterali, 1 = = Zoccolo *Y* a spine (come per le valvole metalliche). 2 = Zoccolo loctal a 8 piedini (esiste qualche eccezione). 3 = Zoccolo octal tipo americano. 4 = Zoccolo Rimlock. 5,6,7, = zoccolature a spinotto di tipo vario, subminiatura o speciali. 8 = Zoccolo miniatura a 9 piedini (noval), 9 = Zoccolo miniatura a 7 piedini.

Secondo numero. I numeri che seguono al primo generalmente servono a distinguere la valvola da altre con caratteristiche quasi uguali. Ad esempio le valvole DL94 e DL96 sono entrambe pentodi finali per ricevitori a batteria con 1,4 V per il filamento, e montate su zoccolo miniatura. La DL94 però ha una corrente di accensione di 50 mA mentre la DL96, 25 mA: e perciò la prima può funzionare con tensione anodica più alta e fornire una maggiore potenza di uscita.

Tubi a raggi catodici europei

1ª *Lettera.* Sistema di deflessione o di focalizzazione. *A* = focalizzazione elettrostatica, deflessione magnetica. *D* = focalizzazione e deflessione elettrostatica. *M* = focalizzazione e deflessione magnetica.

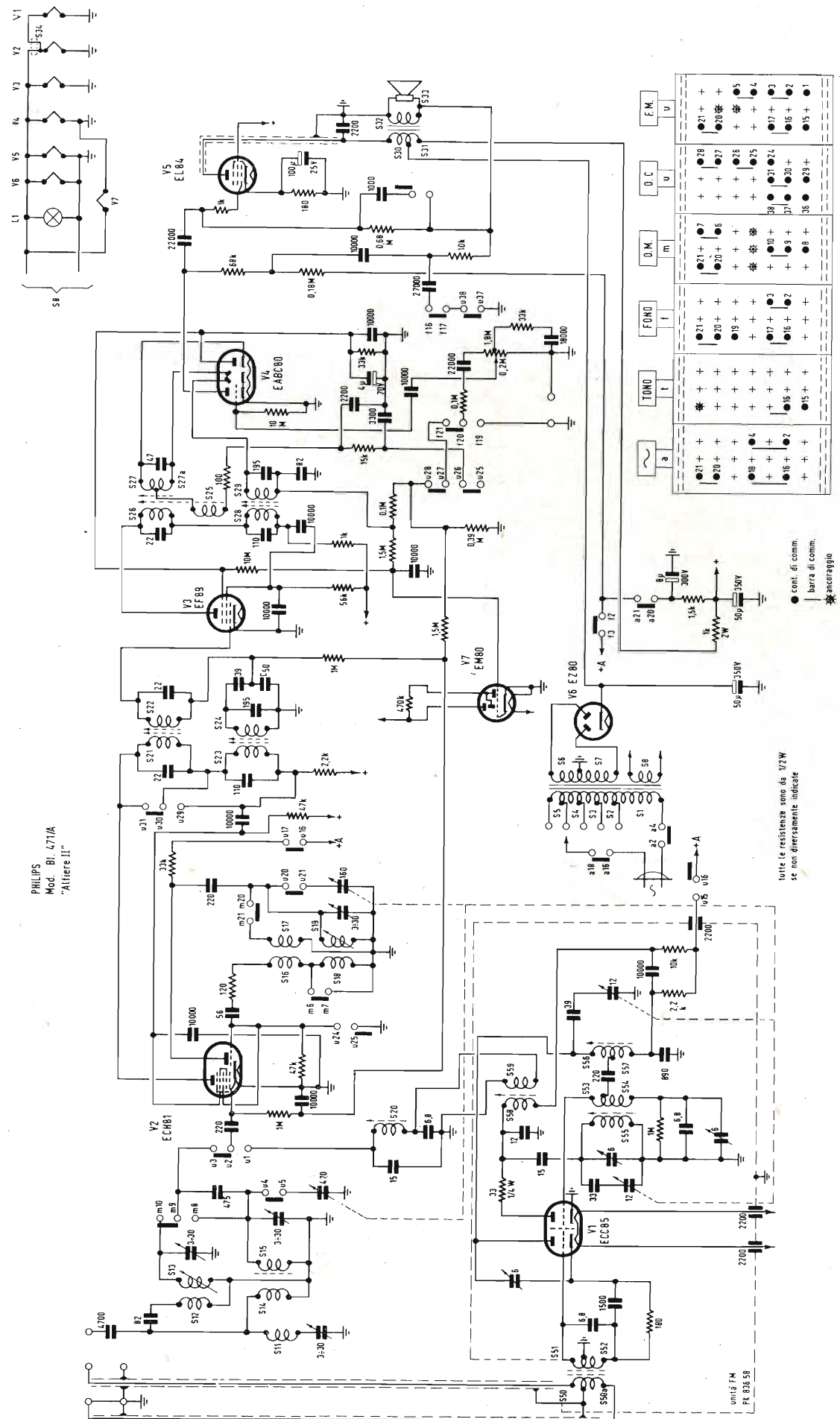
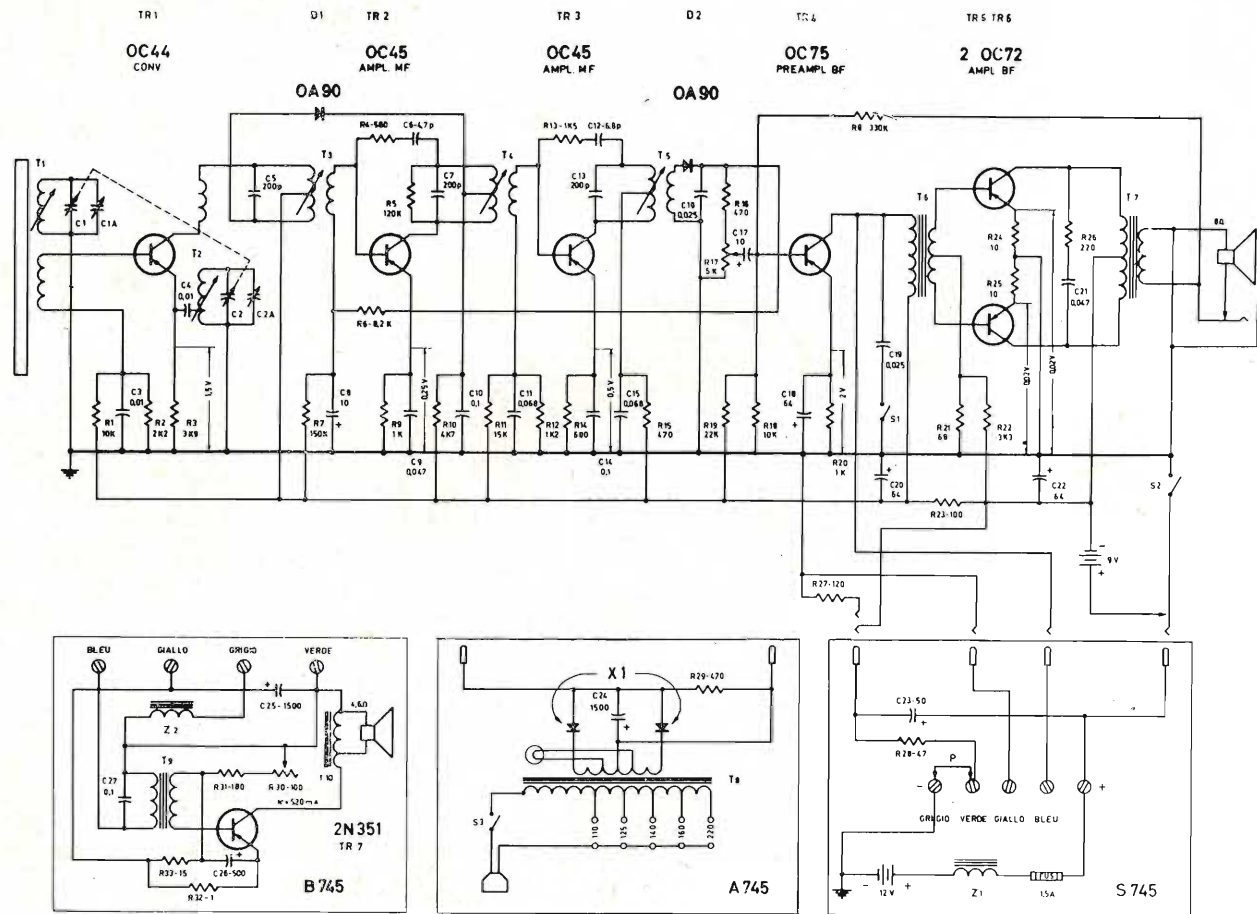
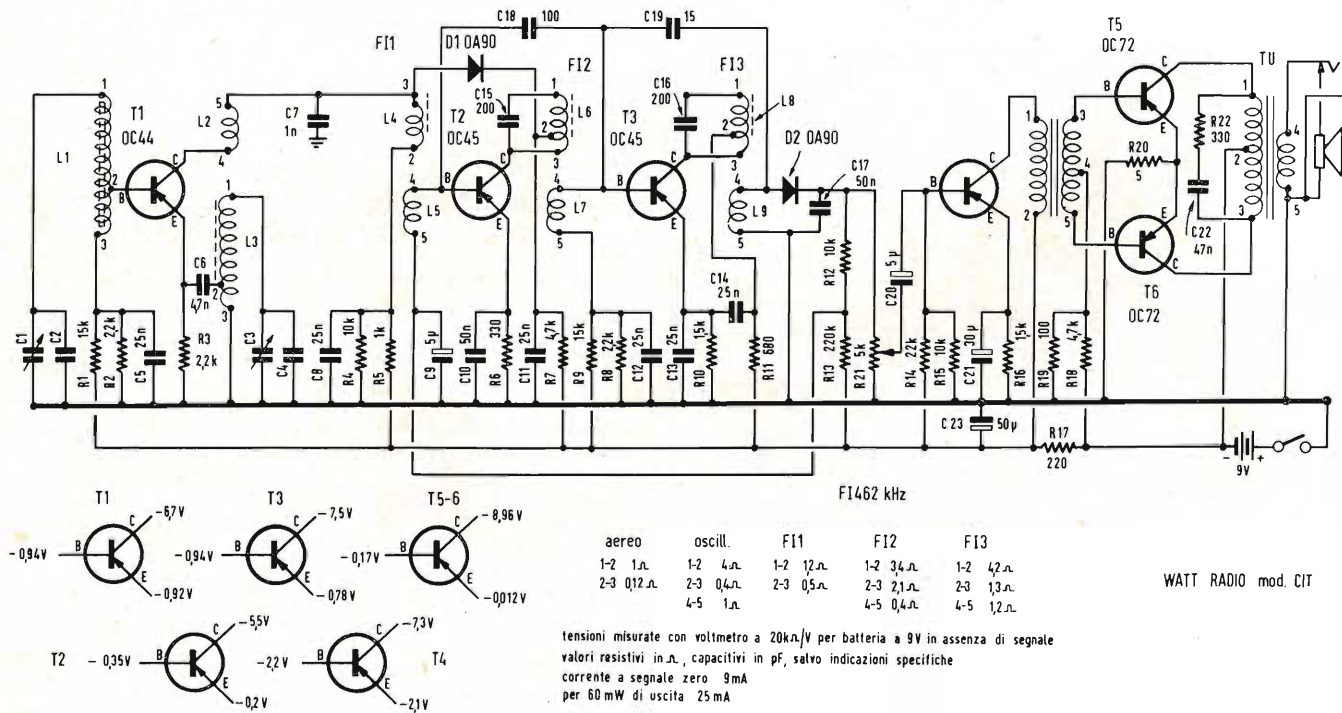
2ª *Lettera.* Proprietà dello schermo luminoso. *B* = persistenza corta. Fluorescenza bluastra *C* = persistenza molto corta. Fluorescenza blu-violetta. *F* = persistenza molto lunga. fluorescenza arancione. *G* = persistenza media fluorescenza verde. *L* = persistenza lunga Fluorescenza arancione. *P* = schermo a doppio strato. Fluorescenza bluastra a persistenza corta seguita da una fosforescenza giallo verdognola a persistenza lunga. *W* = persistenza media. Fluorescenza bianca.

Primo gruppo di cifre (diagonale o diametro dello schermo in centimetri). 4 = indica uno schermo da 4 centimetri (1, 3/4 pollici). 13 = = indica schermo da 13 centimetri (5 pollici). 43 = indica uno schermo da 43 centimetri (17 pollici). 53 = indica uno schermo da 53 centimetri (21 pollici) eccetera.

Secondo gruppo di cifre. Indica il numero di serie ed una esecuzione particolare del tubo. Esempio il tubo *DG* 7-5 ha un diametro dello schermo di 7 centimetri fluorescenza verde a media persistenza, focalizzazione e deflessione elettrostatica.

(*P. Soati*)

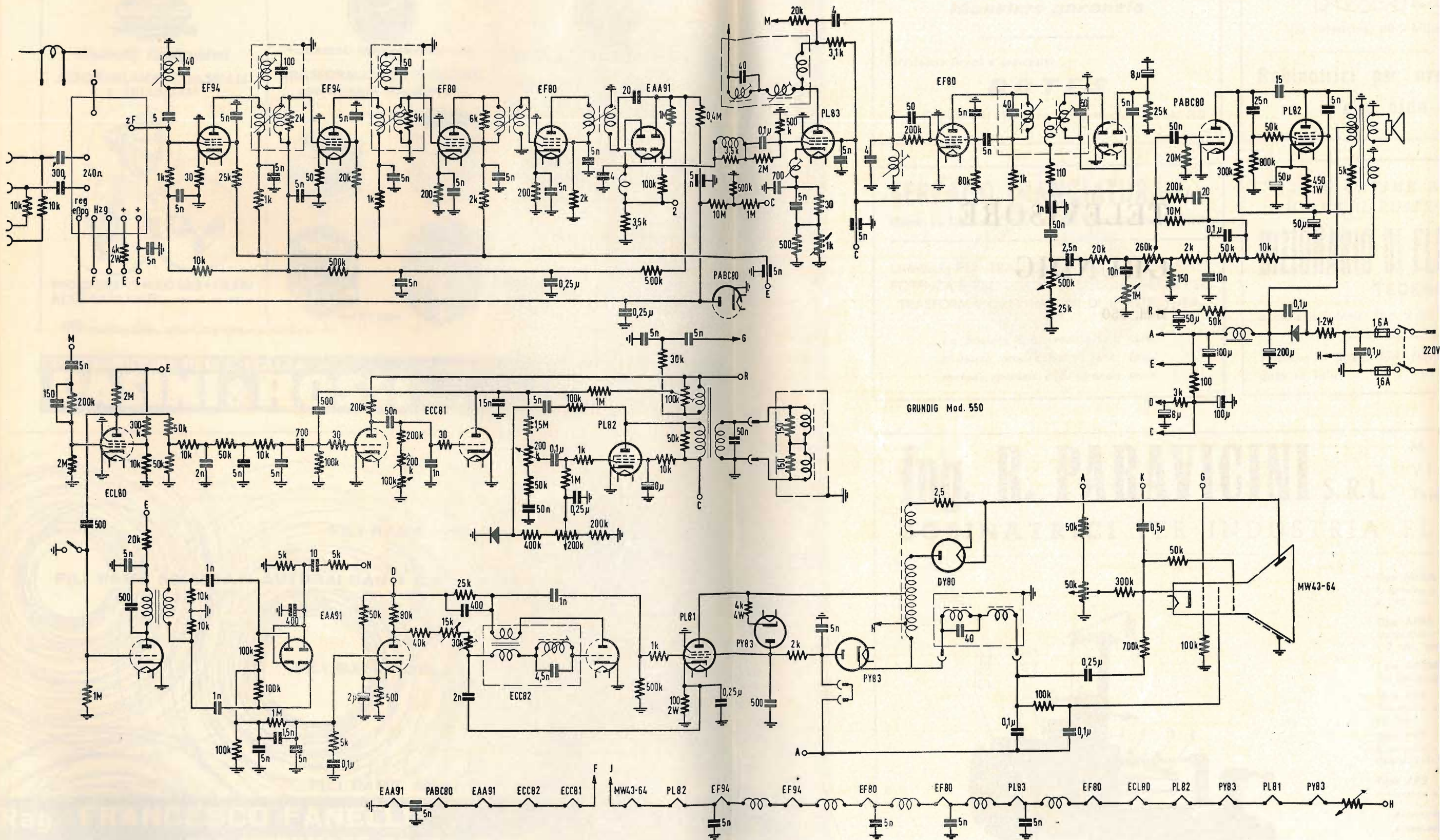
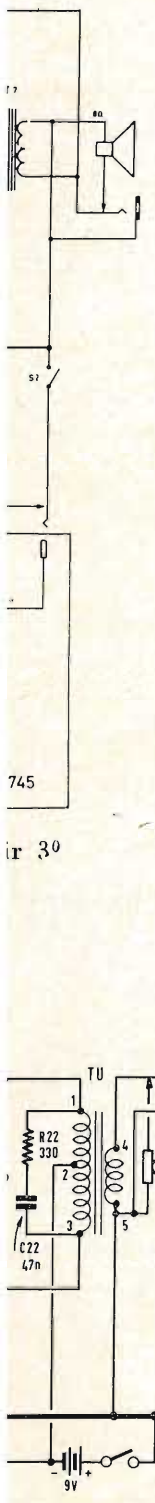
Fig. 1/0328

Schema elettrico del radioricevitore PHILIPS mod. BI 471/A "Alfiere II"

Schema elettrico del radioricevitore VOXSON mod. 752 Zephir 3[0]

Schema elettrico del radioricevitore WATT RADIO mod. CIT

TELEVISORE GRUNDIG

Mod. 550

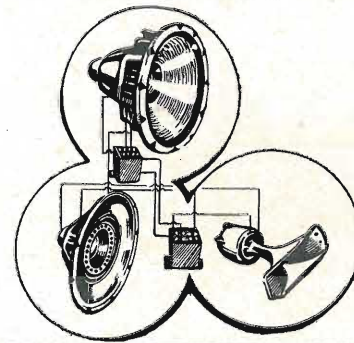
.012

Sc

Schema elettrico del ricevitore TV - GRUNDIG, mod. 550

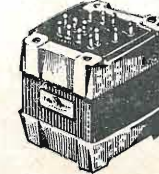
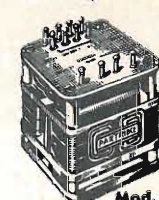
) mod. CIT

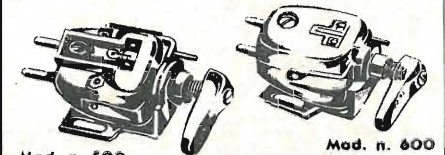
...per l'alta Fedeltà e la Stereofonia

University Loudspeakers

ALTOPARLANTI COASSIALI E TRIASSIALI

WOOFERS - TWEETERS - FILTRI
ALTOPARLANTI A PROVA DI INTEMP.

PARTRIDGE TRANSFORMERS LTD

TRASFORMATORI D'USCITA
per circuiti ultralineari

Mod. 5200 — Mod. UL 2 — Mod. T/CFB — Mod. T/P 3064

THE GOLDRING MFG. CO. LTD.

Cartucce a riluttanza variab. monoaurali e stereofoniche. Puntine - Bracci professionali

Mod. n. 500 — Mod. n. 600 — Mod. n. 700 — Mod. G - 60

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc. rivolgersi ai

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 *Tel. 870410-893465*
MILANO - Via A. Da Recanate, 4 *Tel. 278855*

FILI RAME ISOLATI IN SETA

FILI RAME SMALTATI AUTOSALDANTI CAPILLARI DA 004 mm A 0,20

FILI RAME ISOLATI IN NYLON

FILI RAME SMALTATI OLEORESINOSI

Rag. FRANCESCO FANELLI

VIA MECENATE 84/9 - MILANO TEL. 710.012

CORDINE LITZ PER TUTTE LE APPLICAZIONI ELETTRONICHE

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

REGISTRATORI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOCHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 -
Tel. 573.891 - 573.892

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
el. 872.870 - 896.926 - 898.871

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA - Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770
Amplificatori

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE - Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

FROCOND **Faè di Longarone (Belluno)**
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI -
S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

STARET - Milano
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

RAPPRESENTANZE ESTERE

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CELADA - Milano
Viale Tunisia, 4 - Tel. 278.069

CIFTE - Milano
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 -
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - Torino
Cinescopi, transistori, valvole

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via General Fara, 39 -
Tel. 667.068 - 667.832

AVO - N.S.F. - Sennheiser -
Neuberger, ecc.

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r -
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791
Rappr. RCA

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

CANDIANI Ing. E. - Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Piazza Erculea, 9
Tel. 896.334 - 891.896

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

EST **ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno**
Via Fol, 14
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

SIAE - Milano
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

MOLINARI ALESSANDRO - Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S.p.A. - S.G.S. - Agrate - Milano
Via C. Olivetti, 1 - Tel. 65.341/4
Uff. di Milano: Via C. Poma, 61
Tel. 723.977 - 730.874

Semiconduttori professionali - diodi - transistori e raddrizzatori al germanio e al silicio.

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ULTRAVOX - Milano
Via G. Jan, 5 - Tel. 222.142 - 228.327

VEGA RADIO TELEVISIONE - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Heathkit®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

OSCILLOSCOPI

CARATTERISTICHE

	CANALI VERTICALI ED ORIZZONTALI (identici)
Larghezza di banda	da V cc a 200 kHz (entro 2 dB)
Sensibilità	160 mV (picco-picco) per cm.
Attenuatore	A tre posizioni, di tipo compensato
Controllo di guadagno	Regolabile con continuità
Impedenza d'ingresso	3,6 MΩ con 35 pF in parallelo
Accoppiamento	Sia in cc che in ca predisposto tramite il comando di attenuazione
Centratura	Qualsiasi segmento di traccia di 25 mm x 25 mm può essere spostato in qualsiasi punto dello schermo del TRC
Polarità	Un segnale positivo applicato all'asse Y sposta la traccia in alto, applicato all'asse X sposta la traccia a sinistra
Sfasamento relativo fra i canali X ed Y	Inferiore a 5 gradi
	GENERATORE ASSE TEMPO
Di tipo ricorrente	Denti di sega lineari prodotti da un generatore di tipo a multivibratore
Sincronismo	Predisponibile, interno o esterno. Il livello di sincronismo è regolato automaticamente per una escursione di traccia da 6 a 50 mm.
Gamma di frequenza	Da 5 Hz a 50 kHz in quattro sottogamme con larga sovrapposizione. Scansioni più lente possono ottenersi collegando una capacità esterna ai morsetti contrassegnati con « EXTERNAL CAPACITY »
Cancellazione della traccia di ritorno	Predisposta con il generatore interno di scansione orizzontale
Tubi elettronici impiegati	1 - 3RP1; 3 - 6BS8; 2 - 12BH7; 2 - 12AU7; 1 - 0AZ; 1 - 0C2; 1 - 1V2; 1 - 6X4 e 1 - K200 rettificatore al silicio
Alimentazione	105-125 Volt; 50÷60 Hz; 100 Watt
Dimensioni	Altezza 19 cm.; larghezza 11,4 cm.; profondità 27,5 cm.

Mod. IO - 10

CARATTERISTICHE

	AMPLIFICATORI VERTICALE E ORIZZONTALE
Risposta di frequenza	± 2 dB da 2 Hz a 200 kHz
Sensibilità	0,25 V_{eff} per la deviazione punta-punta di 25,4 mm (1")
Impedenza di ingresso	10 MΩ con 20 pF in parallelo (sul pannello posteriore sono disposti due terminali per applicare direttamente il segnale alle placche di deviazione verticale del tubo a raggi catodici)
	GENERATORE VOBULATORE
Tipo ricorrente	Dente di sega lineare prodotto da un multivibratore, con sincronizzazione automatica
Frequenza	da 20 Hz a 100 kHz in cinque campi ricoprentisi
Soppressione	La ritraccia (ritorno) è cancellata con un segnale ricavato dal vobulatore
	CARATTERISTICHE GENERALI :
Tubi elettronici	1 - 3RP1; 4 - 12AU7; 1 - 12AX7; 1 - 6X4; 1 - 1V2
Comandi sul pannello anteriore:	selettore di frequenza orizzontale; regolatore fine di frequenza; centraggio verticale; ampiezza verticale; centraggio orizzontale; ampiezza orizzontale
Controlli sul pannello posteriore:	commutatore di entrata verticale; fuoco; astigmatismo
Ingressi:	verticale; orizzontale; ingresso alle placche deviatrici verticali del TRC
Alimentatore:	con trasformatore e provvisto di fusibile
Alimentazione:	105÷125 V ca; 50/60 Hz; 40 W
Dimensioni:	252 (altezza) x 165 (larghezza) x 254 (profondità) mm
Peso netto:	5,15 kg. **Peso con imballo:** 6 kg.

Mod. IO - 21

Rappresentante Generale per l'Italia: **Soc. r. l. S. I. S. E. P.**

LARIR

Organizzazione commerciale di vendita:

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771

EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via Azzogardino 2 - Tel. 263359

VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti 12 - Tel. 2244